



Universidad
Carlos III de Madrid

Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción

Grado en Ingeniería en Tecnologías
Industriales

Autor: David Pérez Martínez

Director: Miguel Eduardo Montilla D'Jesús

Tutor: Joaquín Eloy García Carrasco

Leganés, Septiembre de 2014





Título: Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción

Autor: David Pérez Martínez

Director: Miguel Eduardo Montilla D'Jesús

Tutor: Joaquín Eloy García Carrasco

EL TRIBUNAL

Presidente: _____

Vocal: _____

Secretario: _____

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día ____ de _____ de
20__ en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de
Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE





AGRADECIMIENTOS

A mis padres, sin cuya perseverancia en mi educación y obtención de unos
buenos estudios no hubiese sido posible.
Gracias por brindarme esta oportunidad.

A mis abuelos, quienes sin duda contribuyeron a lo que hoy en día soy, espero
haber sido un buen nieto.

A mi familia, siempre me sacáis una sonrisa.

A mi tutor, por ofrecerme un pilar sobre el que construir este proyecto.

A todas aquellas personas que habéis contribuido con consejos en este trabajo,
muchas gracias.





RESUMEN

El presente Trabajo Fin de Grado tiene como objetivo el estudio de los estimadores de velocidad de uno de los principales modelos de motor de la industria actual, el Motor de Inducción (M.I.).

Durante muchos años el principal tipo usado fue el motor de corriente continua, no obstante con los avances en la electrónica y en los controles, el M.I. ha ganado terreno en la industria. Por estos motivos en el actual trabajo ha escogido este motor como modelo de estudio, realizando con el un modelo matemático así como un estudio de las distintas técnicas de control que existen actualmente.

En la actualidad los M.I. han ocupado el mercado sin embargo, siguen existiendo investigaciones con las que poder realizar mejoras en ellos. Una de estas mejoras es la sustitución del tacogenerador por un algoritmo de estimación de velocidad con el cual se permitiría reducir el tamaño de los M.I. así como facilitar su aplicación en ambientes corrosivos que pudieran dañar el anteriormente citado tacogenerador.

De esta manera en el actual trabajo se realiza un estudio de las diferentes técnicas que se conocen en la actualidad para la estimación de la velocidad con una implementación en un modelo de Matlab/Simulink con el cuál se realizarán estudios de sensibilidad y con el cuál se mostrará una comparativa de las técnicas existentes.

Finalmente se realizará un estudio económico de los beneficios económicos que produce su incorporación, así como de los costes que se pueden necesitar para el desarrollo de estos.





ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	4
RESUMEN	6
ÍNDICE	8
TABLA DE ILUSTRACIONES.....	10
NOMENCLATURA.....	14
1. INTRODUCCIÓN A LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....	16
1.1. La máquina de inducción.....	17
1.1.1. Descripción	17
1.1.2 Principio de funcionamiento	19
1.2 Control de velocidad en motores asíncronos	22
1.2.1 Control de velocidad por cambio del número de polos.....	22
1.2.2 Control de velocidad por cambio de frecuencia	22
1.2.3 Control de velocidad por modificación del deslizamiento.....	23
2 CONTROL DE UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN	24
2.1 Modelo de la máquina de inducción.....	24
2.2 Transformaciones de Park y Clarke	32
2.3 Tipos de control.....	35
2.3.1 Control escalar.....	36
2.3.2 Control Directo de Par (D.T.C.)	39
2.3.3 Control Orientado al Flujo (F.O.C.)	40
2.4 Conclusiones.....	47
3 ESTIMADORES DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS	48
3.1 Estimadores de flujo abierto	52
3.1.1 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 1	53
3.1.2 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 2	55
3.1.3 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 3	59
3.1.4 Conclusiones.....	68
3.2 Estimadores basados en modelos adaptativos y de referencia (MRAS)	70
3.2.1 MRAS basado en la estimación del flujo del rotor	72
3.2.2 MRAS basado en la estimación de la fuerza contra-electromotriz	79
3.2.3 MRAS basado en la estimación de la potencia reactiva.....	81



3.2.4	Conclusiones.....	83
3.3	Estimadores de Kalman y Luenberger.....	85
3.3.1	Estimador de Luenberger.....	85
3.3.2	Filtro de Kalman	87
3.3.3	Conclusiones.....	88
3.4	Estimadores con inteligencia artificial o redes neuronales.....	89
3.5	Estimadores basados en propiedades no lineales del motor de inducción....	91
3.5.1	Estimadores basados en la saturación espacial del tercer armónico de la tensión.....	91
3.5.2	Estimadores basados en la inyección de señales y efectos parásitos (saturación y geometría) “Saliency”	92
3.5.3	Conclusiones.....	93
4	CONCLUSIÓN FINAL.....	94
4.1	Comparativa de los estimadores simulados.....	94
4.2	Análisis económico.....	96
4.3	Líneas futuras de trabajo.....	98
	BIBLIOGRAFÍA.....	99
	ANEXO I.....	103



TABLA DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1-1 Máquina síncrona con caja de bornes	17
Ilustración 1-2 Máquina asíncrona [60].....	17
Ilustración 1-3 Devanado del motor de inducción.....	17
Ilustración 1-4 Rotor de jaula de ardilla y rotor bobinado o con anillos [3]	18
Ilustración 1-5 Caja de bornes de una máquina asíncrona trifásica de jaula de ardilla: a) Conexión estrella; b) Conexión triángulo.....	19
Ilustración 1-6 Campo magnético giratorio creado por una corriente alterna trifásica ..	20
Ilustración 1-7 Sistema de tensiones trifásico Fuente:	20
Ilustración 1-8 Esquema del debilitamiento de campo de un M.I.	23
Ilustración 1-9 Variación del Par con la resistencia en el rotor [60]	23
Ilustración 1-10 Variación del Par con la Tensión [60].....	23
Ilustración 2-1 Diagrama fasorial del control por campo orientado.....	27
Ilustración 2-2 Transformaciones entre sistemas de referencia.....	32
Ilustración 2-3 Transformada de Clarke	33
Ilustración 2-4 Transformación de Park	34
Ilustración 2-5 Sistemas de controles de las Máquinas de Inducción	35
Ilustración 2-6 Diagrama del control escalar de la máquina de inducción [11]	36
Ilustración 2-7 M. I. con Control Escalar en bloques de Simulink	37
Ilustración 2-8 Control escalar en bloques de Simulink (2)	37
Ilustración 2-9 Arranque suave del M.I. con control escalar.....	38
Ilustración 2-10 Control Directo de Par [11].....	39
Ilustración 2-11 Relación entre la corriente del estator en eje directo y el flujo	41
Ilustración 2-12 Relación entre la corriente del estator en eje de cuadratura y el par electromagnético.....	41
Ilustración 2-13 Control Orientado al Flujo (FOC) [11]	42
Ilustración 2-14 Diagrama en bloques de Simulink del M.I. para el Control Vectorial. 43	
Ilustración 2-15 Diagrama en bloques de Simulink del control vectorial	44
Ilustración 2-16 Comparativa de la velocidad con diferentes ajustes en la Kp del controlador de la velocidad frente a un escalón de velocidad	46
Ilustración 2-17 Comparativa de la velocidad con diferentes ajustes en la Ki del controlador de la velocidad frente a un escalón de velocidad	46



Ilustración 3-1 Esquema general de los estimadores de velocidad de un Motor de Inducción	51
Ilustración 3-2 Diagrama en bloques de Simulink del estimador de velocidad en bucle abierto 1	54
Ilustración 3-3 Simulación del estimador de bucle abierto 1	54
Ilustración 3-4 Diagrama de bloques de Simulink del estimador bucle abierto 2	57
Ilustración 3-5 Estimación del ángulo del flujo del rotor	58
Ilustración 3-6 Simulación de la velocidad del estimador en bucle abierto 2	58
Ilustración 3-7 Filtro paso bajo de la velocidad del estimador de bucle abierto 2	59
Ilustración 3-8 Simulación de la velocidad filtrada del estimador en bucle abierto 2	59
Ilustración 3-9 Diagrama de bloques de Simulink del estimador bucle abierto 3	62
Ilustración 3-10 Simulación del estimador de velocidad en bucle abierto 3	62
Ilustración 3-11 Simulación el estimador de bucle abierto 3 con un correcto ajuste del regulador	63
Ilustración 3-12 Comparativa de la velocidad (rotor y estimador) a diferentes velocidades para el estimador de bucle abierto 3	63
Ilustración 3-13 Simulación de un escalón de velocidad en estimador de velocidad de bucle abierto	64
Ilustración 3-14 Simulación del arranque del estimador de velocidad de bucle abierto 3	64
Ilustración 3-15 Simulación de un escalón de par del 40 % del nominal a una velocidad del 20% de la nominal	65
Ilustración 3-16 Simulación del frenado del motor con par de carga nominal	65
Ilustración 3-17 Simulación del frenado del motor con par de carga del 50% del nominal	66
Ilustración 3-18 Grafica 3-D del error relativo con respecto al par y la velocidad del estimador basado en las ecuaciones de estado	67
Ilustración 3-19 Comparativa del error ante valores de la resistencia del estátor	67
Ilustración 3-20 Simulación de la inestabilidad con un error en la estimación de la resistencia del estátor	68
Ilustración 3-21 Esquema de un estimador MRAS	71
Ilustración 3-22 Esquema con diagramas de bloques de Simulink de un MRAS basado en el flujo del rotor	74



Ilustración 3-23 Simulación del estimador de velocidad MRAS basado en el flujo del rotor	75
Ilustración 3-24 Oscilación de la velocidad (rotor y estimador) a diferentes velocidades del MRAS basado en el flujo del rotor	75
Ilustración 3-25 Simulación de un escalón de velocidad en estimador de velocidad MRAS	76
Ilustración 3-26 Simulación del arranque del motor con estimador MRAS	76
Ilustración 3-27 Simulación de un escalón de par del 40 % del nominal a una velocidad del 20% de la nominal en el MRAS basado en el flujo del rotor	77
Ilustración 3-28 Simulación del frenado del motor con par de carga nominal del MRAS basado en el flujo del rotor	77
Ilustración 3-29 Grafica 3-D del error relativo con respecto al par y la velocidad del estimador basado en el MRAS	78
Ilustración 3-30 Comparativa del error ante valores de la resistencia del estátor del estimador MRAS	79
Ilustración 3-31 Esquema con diagramas de bloques de Simulink de un MRAS basado en la fuerza contra electromotriz	81
Ilustración 3-32 Diagrama en bloques de Simulink del estimador de velocidad MRAS basado en la potencia reactiva	83
Ilustración 3-33 Esquema del observador de Luenberguer	86
Ilustración 3-34 Esquema básico de una Red Neuronal Artificial (RNA)	89
Ilustración 3-35 Esquema del tercer armónico www.tecnicaindustrial.es	91



Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción



NOMENCLATURA

$e = \text{f.e.m}$	Fuerza Electromotriz
p	Número de pares de polos
f	Frecuencia
s	Deslizamiento
R_r	Resistencia del rotor
R_s	Resistencia del estator
I_m	Corriente magnetizante
L_m	Inductancia mutua
I_{mR}	Corriente magnetizante modificada
L_s'	Inductancia transitoria del estator
J	Momento de inercia
τ_r	Constante de tiempo del rotor
τ_s	Constante de tiempo del estator
σ_r	Coefficiente de dispersión del rotor
σ_s	Coefficiente de dispersión del estator
T_L	Par de carga
ρ	Ángulo del vector del flujo del rotor en ejes α, β
$\Psi_{r(\alpha,\beta)} = [\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}]^T$	Vector de flujo del rotor en ejes del estator
$\Psi_{s(\alpha,\beta)} = [\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}]^T$	Vector de flujo del estator en ejes del estator
$i_{s(\alpha,\beta)} = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$	Vector de la corriente del estator en ejes del estator
$i_{r(\alpha,\beta)} = [i_{r\alpha}, i_{r\beta}]^T$	Vector de la corriente del rotor en ejes del estator
$u_{s(\alpha,\beta)} = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$	Vector de la tensión del estator en ejes del estator
$u_{r(\alpha,\beta)} = [u_{r\alpha}, u_{r\beta}]^T$	Vector de la tensión del rotor en ejes del estator
$i_{s(d,q)} = [i_{sd}, i_{sq}]^T$	Vector de la corriente del estator en ejes dq
$i_{r(d,q)} = [i_{rd}, i_{rq}]^T$	Vector de la corriente del rotor en ejes dq
$u_{s(d,q)} = [u_{sd}, u_{sq}]^T$	Vector de la tensión del estator en ejes dq
$u_{r(d,q)} = [u_{rd}, u_{rq}]^T$	Vector de la tensión del rotor en ejes dq
I_a	Corriente del inducido



T	Par electromagnético
$n_s = \omega_1$	Velocidad de sincronismo
ω_{mR}	Velocidad de giro del flujo del rotor
ω_{slip}	Velocidad de deslizamiento
ω_r	Velocidad de giro del motor
$\hat{\omega}_r$	Velocidad de giro del motor estimada
K _p	Constante proporcional del regulador
K _i	Constante integral
M.I.	Motor de Inducción
D.T.C.	Control Directo de Par
F.T.	Función de Transferencia
F.O.C.	Control Vectorial por Campo Orientado (Field Oriented Control)
PWM	Modulación por Ancho de Pulso (Pulse Width Modulation)
MRAS	Estimador basado en Modelos Adaptativos y de Referencia
F.K.E.	Filtro de Kalman Extendido
E.L.E.	Estimador de Luenberger Extendido



1. INTRODUCCIÓN A LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

Actualmente los motores de inducción se están desarrollando mucho debido a la simplicidad que ofrecen, lo cual puede favorecer una bajada de los costes de mantenimiento y, por otro lado, permiten el uso de una cápsula, en el caso de los motores de jaula de ardilla, que les sirve para su funcionamiento en ambientes nocivos o con unas características de baja seguridad.

Todo este desarrollo no habría sido posible, sin el impulso que ha sufrido la electrónica, mediante la introducción en el mercado de fuentes de alimentación trifásica, con frecuencia variable, que ha permitido el control de velocidad de los motores de inducción y así mantener, tanto éste, como el par, dentro de unos rangos de funcionamiento requeridos.

Los Motores de Inducción (M.I.), a diferencia de los motores de corriente continua, no poseen una fuente de excitación independiente. Esto hace que exista un acoplamiento en las corrientes que generan el par, el flujo, y la velocidad. Por este motivo, se han desarrollado técnicas que facilitan el control de manera desacoplada del flujo y el par. Estas técnicas serán explicadas en el trabajo con una disertación de cada una de ellas. Además se facilitarán ilustraciones de modelos realizados de las diferentes técnicas para una mayor comprensión de los distintos controles.

No obstante, para poder realizar un correcto estudio de la máquina de inducción, previamente se necesita hacer un modelo matemático, que pueda representar su funcionamiento y así poder aplicar los controles. A continuación, se intentará realizar un breve estudio de la M.I. en el que se tratará de explicar sus distintas partes.

Para este trabajo se hará uso del estudio matemático desarrollado y de una herramienta de simulación (Matlab/Simulink), la cual permitirá de manera práctica modelar y representar los resultados obtenidos mediante diagramas de bloques.

1.1. La máquina de inducción

1.1.1. Descripción

Las máquinas de corriente alterna (Ilustración 1-1 e Ilustración 1-2) son modelos de máquinas asíncronas y sin polos salientes con dos devanados, rotórico y estatórico, los cuales están dentro del seno de unos campos magnéticos que giran y generan unas corrientes inducidas.

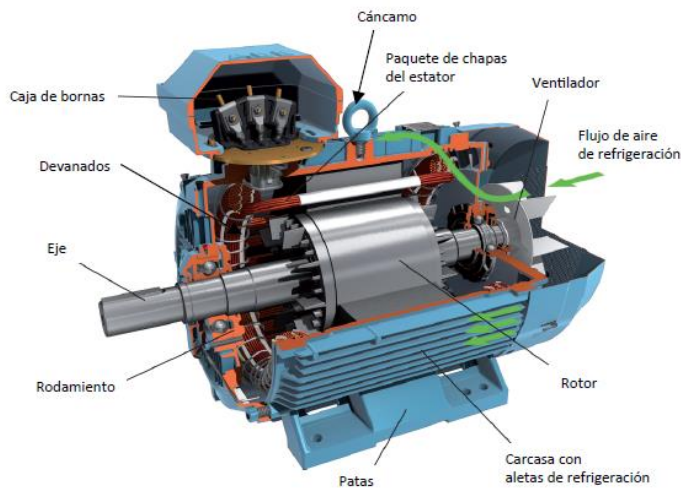


Ilustración 1-2 Máquina asíncrona [60]



Ilustración 1-1 Máquina síncrona con caja de bornes

El devanado del estátor (Ilustración 1-3) suele ser un devanado trifásico, frente al devanado polifásico del rotor. Estos devanados están formados por polos, ya sean salientes o no, que se denominará de aquí en adelante “p”.



Ilustración 1-3 Devanado del motor de inducción

Por el devanado del rotor circula la corriente inducida por el campo magnético giratorio antes mencionado, formando éste un circuito cerrado. No obstante, existen dos tipos de rotor, por un lado se encuentran los de jaula de ardilla o en cortocircuito en el cual la tensión en el rotor es nula y, por otro lado, el de rotor bobinado o con anillos Ilustración 1-4.

Para la realización de nuestras simulaciones se ha elegido un motor de jaula de ardilla, el cual será desarrollado matemáticamente en capítulos posteriores.

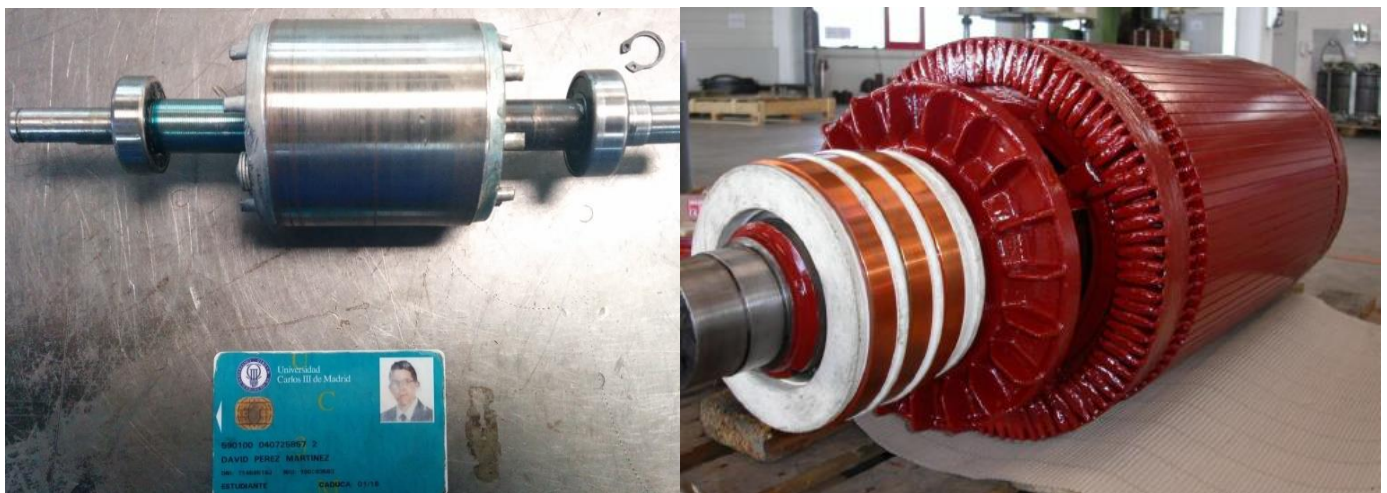


Ilustración 1-4 Rotor de jaula de ardilla y rotor bobinado o con anillos [3]

Un motor de jaula de ardilla está formado de un devanado, éste se crea mediante la introducción de barras en las ranuras del rotor. Estas barras se encuentran unidas en sus extremos mediante anillos de cortocircuito y establecen el número de fases que posee el motor. En diversas ocasiones los anillos de cortocircuito tienen unas aletas, las cuales se usan para mejorar su transferencia de calor y así facilitar la refrigeración, ya que aumentan la superficie de contacto con el aire, lo cual aumenta el rendimiento de la máquina y con ello mejora su funcionamiento debido a que se reduce la resistencia de los diferentes componentes de la máquina que, aunque teóricamente no dependen de la temperatura, se ha podido comprobar que tienen una cierta relación [1].

A parte de las aletas que posee el devanado, normalmente se hace uso de un ventilador externo, que facilita la refrigeración del motor, reduciendo la resistencia del rotor y del estátor.

En una máquina asíncrona trifásica de jaula de ardilla la caja de bornes tiene seis terminales, esto es así, ya que una máquina asíncrona puede ser conectada en forma de estrella (Ilustración 1-5-a) o en triángulo (Ilustración 1-5-b).

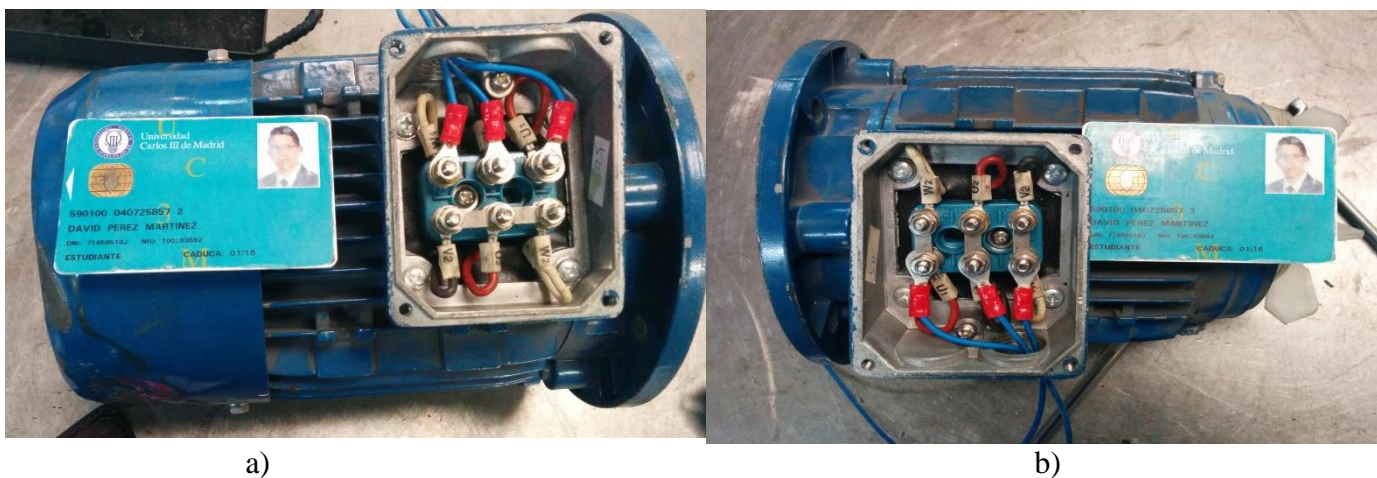


Ilustración 1-5 Caja de bornes de una máquina asíncrona trifásica de jaula de ardilla: a) Conexión estrella; b) Conexión triángulo

La posibilidad de los dos modos de conexión en el devanado del estátor ofrece una variedad en la máquina asíncrona, en cuanto a las tensiones asignadas de línea, que se pueden aplicar a dicho devanado siendo su relación,

$$V_{\Delta} = \frac{V_Y}{\sqrt{3}} \quad (1-1)$$

Por éste motivo, dependiendo de la conexión de red que se disponga, ya sea de 230 V o 400 V de tensión de línea, se podrá conectar el motor con la única modificación del tipo de conexión en los terminales del devanado, si se trata de un motor de 400/230 V; siendo la conexión en estrella la elegida en el caso de que la tensión de red sea de 400 V y en triángulo si es de 230 V.

1.1.2 Principio de funcionamiento

Los motores de inducción son llamados así debidos a sus características internas, ya que están basados en las corrientes eléctricas, que son inducidas por los campos magnéticos generados en los devanados. Estas corrientes que circulan por el rotor, se generan gracias a la inducción electromagnética, denominada “Ley de Faraday”, que obtuvieron Faraday, Henry y otros mediante técnicas experimentales “Si el flujo magnético a través de un área rodeada por un circuito varía por cualquier medio, se



induce una f.e.m. que es igual en módulo a la variación por unidad de tiempo del flujo que atraviesa el circuito” [2]

$$e = - \frac{d\psi}{dt} \quad (1-2)$$

donde e es la diferencia de potencial inducida en la espira [V], ψ el flujo que corta a la espira [Wb] y t , el tiempo [s].

Como se ha indicado anteriormente, el estátor está formado por un devanado trifásico, que al ser recorrido por estas corrientes, se genera un campo magnético que va girando a la velocidad de sincronismo (Ilustración 1-6 e Ilustración 1-7). Esta velocidad es proporcional a la frecuencia e inversamente proporcional al número de pares de polos del sistema,

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1-3)$$

donde “ n ” es la velocidad de giro del campo magnético [r.p.m.], “ f ” la frecuencia de la corriente eléctrica de alimentación de la máquina y “ p ” el número de pares de polos magnéticos establecidos en el bobinado del estátor.

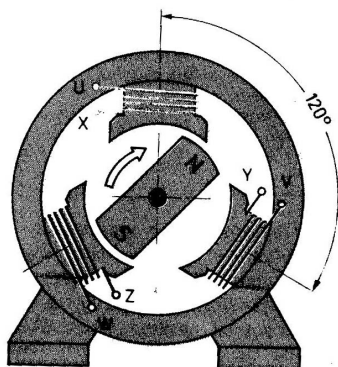


Ilustración 1-7 Sistema de tensiones trifásico Fuente:
Fuente: <http://ddtorres.webs.ull.es>

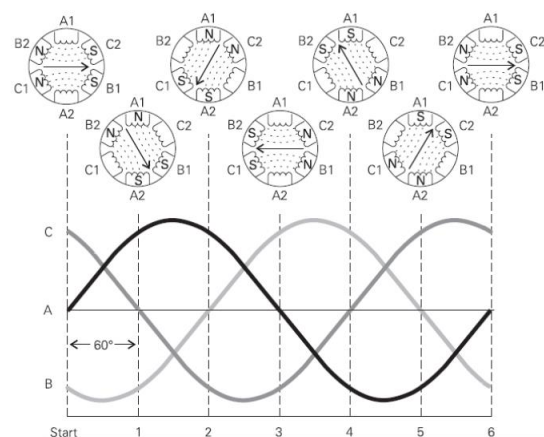


Ilustración 1-6 Campo magnético giratorio creado por una
corriente alterna trifásica
Fuente: www.tecnisuport.com



De la ecuación (1-3) se puede obtener unas velocidades de sincronismo en relación con los pares de polos de la máquina:

Nº pares de polos	Velocidad de giro
p=2	n=3000 rpm
p=4	n=1500 rpm
p=6	n=1000 rpm

No obstante, nuestro rotor, al tratarse de una máquina asíncrona, no gira a la velocidad de sincronismo, si no que se desliza a una velocidad inferior a la del giro del estátor. Esto se debe a las pérdidas por rozamiento del rotor en los diferentes movimientos mecánicos en relación del rotor y el estátor y al par de carga ligado al eje del rotor. Este desplazamiento recibe el nombre de deslizamiento, el cual es nombrado habitualmente por la letra “s”,

$$\text{Deslizamiento} = s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100 \quad (1-4)$$

$$n_r = (1 - s) \cdot n_s = (1 - s) \cdot \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1-5)$$

donde “s” es el deslizamiento, “n_s” es la velocidad de sincronismo y “n_r” es la velocidad de giro del rotor.



1.2 Control de velocidad en motores asíncronos

Inicialmente los M.I. tenían el inconveniente de no poder hacer una regulación de su velocidad frente a la máquina de corriente continua, no obstante, después de ciertas investigaciones se supo que haciendo uso de la ecuación (1-5), se podía hacer una regulación de la velocidad mediante tres métodos diferentes:

- El número de polos de la máquina
- La frecuencia de la red eléctrica de alimentación
- El deslizamiento

1.2.1 Control de velocidad por cambio del número de polos.

Actualmente, se han desarrollado métodos para la posible variación del número de polos de una misma máquina, no obstante, este método no es el más utilizado. Una de las formas en las que se puede variar el número de polos del motor es mediante la instalación de bobinados independientes en el estátor y dependiendo de la necesidad que se tenga en la operación a realizar hacer la conexión de uno u otro, este método aumenta el coste del motor, ya que aumenta la cantidad de cobre necesaria, además de aumentar el tamaño del motor.

El segundo método utilizado para la variación de los polos es mediante el uso de un tipo de conexión especial, denominada conexión Dahlander que permite conseguir dos velocidades distintas mediante un solo bobinado [3].

1.2.2 Control de velocidad por cambio de frecuencia

En las últimas décadas se ha desarrollado la técnica de la variación de frecuencia. En sistemas de arranque actuales se usan los convertidores de frecuencia, en vez de contactores y, de este modo, generar un arranque suave. Esta característica hace que el motor sufra menos ya que los picos de corriente demandada son mucho menores.

Lo que hace este tipo de dispositivos es que generan una tensión alterna de valor controlable que, junto con la posibilidad de variar la frecuencia de alimentación, permite realizar un excelente control. Los motivos por los que se ha de variar la frecuencia a la vez que la tensión vienen de la necesidad de controlar el par electromagnético interno del motor en todo el marco de velocidades de funcionamiento, pudiendo llevar al motor a un estado superior a su velocidad de sincronismo, siempre y cuando se realice un



debilitamiento de campo oportuno (Ilustración 1-8) para no superar el flujo nominal de la máquina de inducción [4].

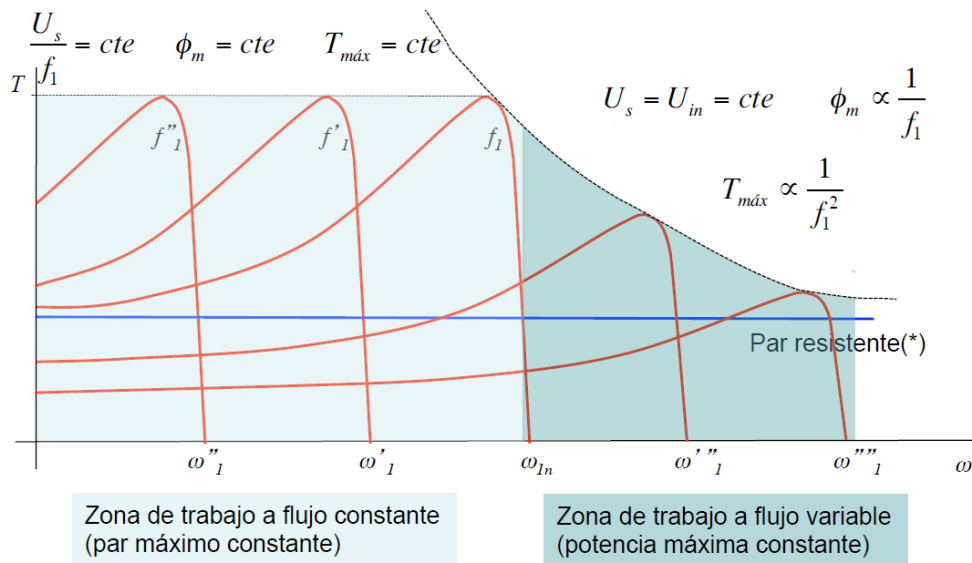


Ilustración 1-8 Esquema del debilitamiento de campo de un M.I.

1.2.3 Control de velocidad por modificación del deslizamiento

Para realizar un control de la velocidad de la M.I. mediante la variación del deslizamiento hay diversas formas.

Por un lado, se puede añadir unas resistencias auxiliares en el rotor que desplazan la curva Par-Velocidad del motor horizontalmente Ilustración 1-9.

Por otro lado, otro método de control del M.I. es mediante la tensión, como se puede observar en la Ilustración 1-10, donde mediante una reducción de la tensión podemos situar el punto de operación a la velocidad que se desee, con un par de carga dado.

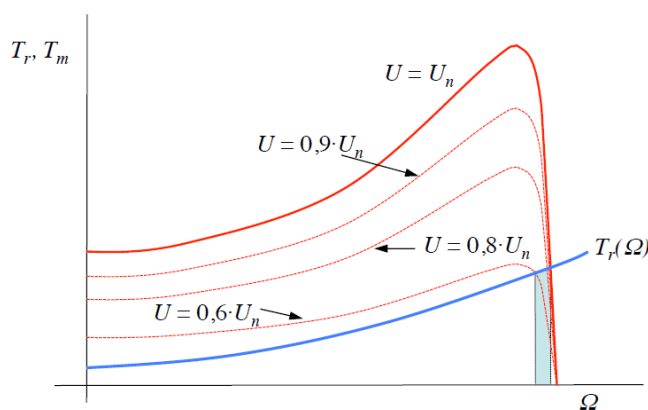


Ilustración 1-10 Variación del Par con la Tensión [60]

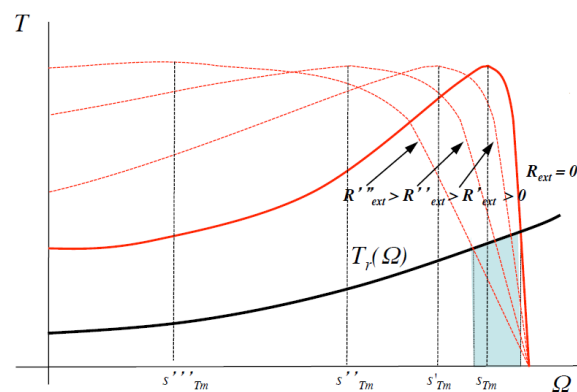


Ilustración 1-9 Variación del Par con la resistencia en el rotor [60]



2 CONTROL DE UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

2.1 Modelo de la máquina de inducción

Debido a la necesidad cada vez más apremiante de disminuir los costes de operación, existe una oportunidad de ahorro en el uso de motores de alta eficiencia. Dado que el coste de la energía eléctrica está en aumento constante es preferible remplazar los motores DC por los motores de inducción ya que estos requieren poco mantenimiento, su coste es bajo y su diseño simple; sin embargo su problema radica en que resulta ser un sistema complejo desde el punto de vista del control.

El control del motor de inducción tiene cierta dificultad debido a varios motivos. En primer lugar, la planta es un sistema no lineal. En segundo lugar, el sistema es multi-variable y dos de sus variables de estado son difíciles de medir, por lo que han de ser estimadas (flujo y velocidad). Por último, algunos de sus parámetros (principalmente la resistencia del rotor) varían durante la operación de la máquina. Estas características, junto con la indudable importancia de este tipo de máquinas en la industria, han promovido investigaciones en estos últimos años. Un campo muy activo recientemente ha sido la aplicación de técnicas de control vectorial para intentar conseguir accionamientos de altas prestaciones.

Gracias a los adelantos en la electrónica digital y la de potencia, la teoría de control, la informática y los sistemas de control en lazo cerrado, los motores de inducción han ido sustituyendo paulatinamente a los de corriente continua.

Las ventajas en funcionamiento que poseen los motores de inducción frente a los motores de corriente continua [5], han creado la necesidad de encontrar estrategias de control que reduzcan la dificultad que estos poseen en esta área, debido a sus características no lineales y multi-variables.

Una de las estrategias de control que se ha venido desarrollando, gracias a la evolución de la microelectrónica y la electrónica de potencia, es el método de control vectorial por campo orientado; éste asegura un desacople entre las variables flujo y par del motor de inducción; con el cual, se puede llegar a controlar el motor de inducción como un motor de corriente continua [6].

La máquina de inducción debido a sus características constructivas y su naturaleza de funcionamiento, es un sistema de significativa complejidad en términos de análisis y modelación. Siendo así, su modelado se ve afectado por varias idealizaciones con el objetivo de hacer más simple, tanto el propio proceso de modelación, como el modelo



resultante. Con este mismo objetivo, son también utilizados cambios de variables que permiten obtener modelos más simples para el motor de inducción, sin implicar idealizaciones de la máquina. Esto se verá con mayor detalle en el capítulo del desarrollo matemático del modelo.

En la literatura [7] [8] [9], donde se estudia problemas del control de motor de inducción, el modelo es presentado de diversas formas distintas. Estos tipos de presentación del modelo del motor de inducción se relacionan entre sí por cambios de variables y se pueden obtener fácilmente una de otras.

Cada uno de esos modelos del M.I. es expresado en función de diferentes variables de estado. No obstante, todos estos modelos están realizados en función de los parámetros de la máquina: resistencias, inductancias, polos, momento de inercia... El modelo que se muestra a continuación se trata de un M.I. expresado con variables de estado los flujos [6], siendo las ecuaciones del estátor,

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{sd} + \psi_{sq} w_1 + \psi_{rd} (1 - \sigma) \frac{R_s}{\sigma L_m} \quad (2-1)$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - \frac{R_s}{\sigma L_s} \psi_{sq} - \psi_{sd} w_1 + \psi_{rq} (1 - \sigma) \frac{R_s}{\sigma L_m} \quad (2-2)$$

y las ecuaciones del rotor,

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = u_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \psi_{rd} + \psi_{rq} (w_1 - w) + \psi_{sd} (1 - \sigma) \frac{R_r}{\sigma L_m} \quad (2-3)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = u_{rq} - \frac{R_r}{\sigma L_r} \psi_{rq} - \psi_{rd} (w_1 - w) + \psi_{sq} (1 - \sigma) \frac{R_r}{\sigma L_m} \quad (2-4)$$

siendo las ecuaciones mecánicas del motor,

$$\frac{dw}{dt} = (T_e - T_L) \frac{(p/2)}{J} \quad (2-5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = w \quad (2-6)$$

donde el par electromagnético de la máquina se expresa como,

$$T_e = \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{2}{3}\right) \frac{(1 - \sigma)}{\sigma L_m} (\psi_{sq} \psi_{rd} - \psi_{sd} \psi_{rq}) \quad (2-7)$$



y las inductancias se van a obtener,

$$L_s = L_m(1 + \sigma_s) \quad (2-8)$$

$$L_r = L_m(1 + \sigma_r) \quad (2-9)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)} \quad (2-10)$$

y las constantes de tiempo tanto del estátor como del rotor son,

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (2-11)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2-12)$$

Por otra parte, en la década de los años 70 K. Hasse en la TH de Darmstadt y F. Blaschke de la compañía Siemens desarrollaron diferentes investigaciones en las que sentaban las bases del control vectorial o campo orientado (FOC) [10]. Este sistema está basado en sucesivas transformaciones de un sistema trifásico estacionario (i_a , i_b , i_c) en un sistema de dos fases que gira a la velocidad síncrona (d,q).

El uso de este nuevo sistema de referencia asimila el comportamiento de la máquina de inducción a una máquina de corriente continua, requiriendo una cierta adaptación de las ecuaciones anteriormente mostradas, donde la expresión del par electromagnético en una máquina DC es,

$$T = K_t I_a \Psi \quad (2-13)$$

donde “ I_a ” es la corriente de inducido, “ Ψ ” es el flujo magnético y “ K_t ” es una constante de proporcionalidad.

La corriente del inducido (I_a) y el flujo magnético (Ψ) o la corriente que genera ese flujo magnético I_f serán las variables que se utilizarán en la máquina DC para su control, estas variables están desacopladas. Habitualmente el flujo del devanado se trata de establecer en el valor nominal, salvo que se supere la velocidad de sincronismo, en cuyo caso se procederá a un debilitamiento de campo. Por este motivo se puede considerar que el par es proporcional a la corriente de inducido I_a produciéndose por ello



un desacople entre el flujo y el par electromagnético y las variables que afectan a su control.

Por otra parte en un motor de jaula de ardilla estos vectores no están desacoplados. No obstante mediante las trasformaciones pertinentes a un sistema de referencia giratorio a la velocidad síncrona (d,q), que lleven a la componente del eje directo de la corriente del estator a coincidir con el vector del flujo magnético del rotor o con la corriente que se crea, se podrá realizar un símil entre I_{sd} y la corriente encargada de generar el flujo magnético (I_f) de la máquina DC, al igual que entre la componente en el eje de cuadratura (I_{sq}) y la corriente de inducido (I_a). Gracias a este proceso se establece la ecuación del par electromagnético de la M.I. como,

$$T_e = K i_{sq} i_{sd} \quad (2-14)$$

De este modo, si se mantiene el flujo magnético I_{sd} constante, se controlará el par electromagnético única y exclusivamente con la corriente I_{sq} , ya que estos vectores están desacoplados, lo cual permite variar uno sin afectar a la otra componente. A continuación se muestra en la Ilustración 2-1 el diagrama fasorial del control:

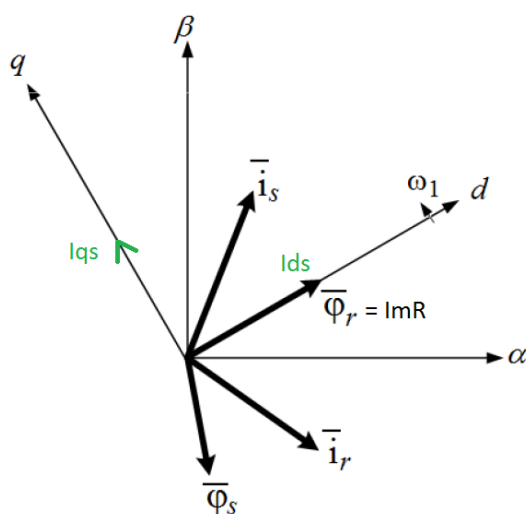


Ilustración 2-1 Diagrama fasorial del control por campo orientado

En la Ilustración 2-1 se pueden observar los vectores que afectan al FOC, así como las relaciones de magnitud y ángulo entre ellos. Este diagrama son los cimientos para llegar a las ecuaciones del modelo matemático del control vectorial.

De este modo se expresa la ecuación del par electromagnético en coordenadas del estátor de la forma,

$$T_e = \frac{2}{3} L_m \text{Im}[\vec{i}_s (\vec{i}_r e^{j\varepsilon})^*] \quad (2-15)$$



donde “ L_m ” es la inductancia mutua.

La ecuación (2-15) permite observar la complejidad de controlar el M.I., ya que habitualmente no se puede medir la corriente el rotor, por lo que ha de controlarse mediante las corrientes y tensiones del estátor.

Para simplificar la corriente del rotor $\vec{i}_r e^{j\varepsilon}$ mediante una sustitución por una variable medible, se han ofrecido diferentes vías, por un lado se puede medir el flujo del entrehierro, o lo que es lo mismo, la corriente magnetizante. Esta medida establece la corriente magnetizante \vec{i}_m , el cual se puede relacionar con la corriente del rotor y el estátor en coordenadas del estátor como,

$$\vec{i}_m = \vec{i}_s + \vec{i}_r e^{j\varepsilon} \quad (2-16)$$

Por otro lado, otro camino para simplificar las ecuaciones del modelo, es el uso del vector de corriente de magnetización modificado \vec{i}_{mR} , que va ligado al flujo del rotor en el cual está incluido el flujo disperso del rotor además del flujo mutuo. Esta alternativa es la más utilizada para simplificar las ecuaciones del modelo,

$$\vec{i}_{mR} = \vec{i}_s + (1 + \sigma_r) \vec{i}_r e^{j\varepsilon} \quad (2-17)$$

donde “ σ_r ” es el coeficiente de dispersión del rotor.

De este modo la ecuación (2-15) queda como,

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{p}{2} \frac{L_m}{1 + \sigma_r} \vec{i}_s \text{Im}[\vec{i}_s (\vec{i}_{mR} - \vec{i}_s)^*] = \frac{2}{3} \frac{p}{2} \frac{L_m}{1 + \sigma_r} \text{Im}(\vec{i}_s \vec{i}_{mR}^*) \quad (2-18)$$

El vector \vec{i}_{mR} , puede transformarse como $\vec{i}_{mR} e^{j\rho}$, donde \vec{i}_{mR} y ρ son el valor del módulo y el ángulo del vector en referencia al eje del estátor. Finalmente mediante su producto vectorial la ecuación (2-18) obtiene la forma

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{p}{2} \frac{L_m}{1 + \sigma_r} \vec{i}_{mR} \text{Im}(\vec{i}_s e^{-j\rho}) \quad (2-19)$$

El producto $e^{-j\rho}$ transforma del sistema del estátor a un sistema de referencia giratorio ligado al vector de la corriente \vec{i}_{mR} el cual a su vez está unido al flujo del rotor. El vector $\vec{i}_s e^{-j\rho}$ corresponde con el vector de corriente del estátor que gira a la velocidad



de giro del vector de la corriente magnetizante del rotor. Todas estas reflexiones se pueden observar en la Ilustración 2-1, donde los vectores están girando a la velocidad angular del vector \vec{i}_{mR} .

El vector de la corriente del estátor \vec{i}_s en el eje de referencia giratorio (d,q) puede ser expresado por dos componentes perpendiculares entre ellas, \vec{i}_{sd} e \vec{i}_{sq} las cuales son paralelas y perpendiculares al vector \vec{i}_{mR} respectivamente. La obtención de sus componentes se puede realizar mediante las siguientes ecuaciones,

$$\begin{aligned}\vec{i}_{sd} &= \text{Re}[\vec{i}_s e^{-j\rho}] = \vec{i}_s \cos\delta \\ \vec{i}_{sq} &= \text{Im}[\vec{i}_s e^{-j\rho}] = \vec{i}_s \sin\delta\end{aligned}\quad (2-20)$$

si se sustituye estas ecuaciones en la ecuación (2-19) nos queda,

$$T_e = \frac{2p}{3} \frac{L_m}{1 + \sigma_r} i_{mR} i_{sq} \quad (2-21)$$

Esta expresión será una de las que forme el modelo del M.I. en el F.O.C. En ésta se puede observar como el par electromagnético es proporcional al flujo del rotor, y a la componente del eje de cuadratura de la corriente del estátor i_{sq} . De esta forma mediante la misma operación realizada en el motor de corriente continua con excitación independiente en la cual se mantenía el flujo del rotor constante, o la corriente magnetizante, se controlará el motor mediante la corriente i_{sq} .

Si se introduce la expresión de la corriente magnetizante modificada en la ecuación de las tensiones del rotor ((2-3)-(2-4)) se obtiene,

$$\tau_r \frac{d\vec{i}_{mR}}{dt} + [1 - j\omega_m \tau_r] \vec{i}_{mR} = \vec{i}_s \quad (2-22)$$

donde $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ es la constante de tiempo del rotor, L_r es la inductancia del rotor y R_r es la resistencia del rotor.

La ecuación (2-22) está referida a el sistema de referencia del estátor, si se transforma al marco de referencia giratorio (transformaciones de Clarke y Park que veremos a continuación) ligado al flujo del rotor $\vec{i}_{mR} = i_{mR} e^{j\rho}$, se obtiene,

$$\tau_r \frac{di_{mR}}{dt} + j\tau_r i_{mR} \frac{d\rho}{dt} + [1 - j\omega_m \tau_r] i_{mR} = \vec{i}_s e^{-j\rho} \quad (2-23)$$



La constante del tiempo del rotor τ_r está relacionada con el retraso en la reacción de i_{mR} al variar i_{sd} , o lo que es lo mismo, el retraso que posee la excitación de la máquina de corriente continua. No obstante en régimen permanente este hecho no afecta, ya que el término $\frac{di_{mR}}{dt} = 0$, por lo que se llega a la conclusión que, en este estado $i_{mR} = i_{sd}$.

Por otra parte para poder obtener la ecuación de la velocidad w_{mR} , o la variación de la posición del flujo del rotor se puede obtener mediante la suma de la velocidad del rotor (w_m) a la velocidad de deslizamiento (w_{slip}),

$$\frac{d\rho_r}{dt} = w_{mR} = w_m + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mR}} \quad (2-24)$$

donde $w_{slip} = \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mR}}$.

Para poder finalizar el modelo orientado al flujo del rotor, se ha de añadir a las ecuaciones anteriores, las ecuaciones que rigen el accionamiento,

$$J \frac{dw_m}{dt} = T_e - T_L = k i_{mR} i_{sq} - T_L \quad (2-25)$$

donde T_L es el par de carga y J el momento de inercia.

Mediante estas ecuaciones se da por finalizado el modelo, quedando este definido por el resumen que se muestra a continuación:

- Ecuación de par:

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{p}{2} \frac{L_m}{1 + \sigma_r} i_{mR} i_{sq} = K i_{mR} i_{sq} \quad (2-26)$$

- Relación entre flujo del rotor i_{mR} y la componente de corriente en coordenadas de campo i_{sd} :

$$\tau_r \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{sd} \quad (2-27)$$

- Ecuación de velocidad angular:

$$\frac{d\rho}{dt} = w_{mR} = w_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mR}} \quad (2-28)$$

- Ecuación de movimiento del accionamiento eléctrico:

$$J \frac{dw_m}{dt} = T_e - T_l = k i_{mR} i_{sq} - T_l \quad (2-29)$$



- Velocidad de deslizamiento:

$$w_{slip} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{mR}} \quad (2-30)$$

- Velocidad de sincronismo:

$$w_1 = w_m \frac{p}{2} + w_{slip} \quad (2-31)$$

Estas ecuaciones son las correspondientes al modelo de corriente del motor de inducción, no obstante, en el actual proyecto se trabajará en las simulaciones con el modelo en fuente de tensión, por lo que se necesitará añadir algunas expresiones que relacionen dichas variables,

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{\tau_s \left(\frac{u_{sd}}{R_s} - e_d - i_{sd} \right)}{\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{\tau_s \left(\frac{u_{sq}}{R_s} - e_q - i_{sq} \right)}{\sigma} \end{aligned} \quad (2-32)$$

donde

$$e_q = \sigma \tau_s i_{sd} w_{mR} + \tau_s (1 - \sigma) i_{mR} w_{mR} \quad (2-33)$$

$$e_d = \tau_s (1 - \sigma) \frac{di_{mR}}{dt} - \sigma \tau_s i_{sq} w_{mR} \quad (2-34)$$

$$w_{mR} = w_m + w_{slip} \quad (2-35)$$



2.2 Transformaciones de Park y Clarke

Como se ha indicado con anterioridad, es necesario aplicar ciertas transformaciones en los sistemas de referencia para pasar del sistema de referencia trifásico de la red, a un marco de referencia giratorio de dos componentes, para así poder tener un modelo matemático más sencillo y así hacer el símil entre la máquina de corriente continua y la máquina de corriente alterna, que facilita la comprensión de su comportamiento y con ello, poder realizar un control del motor más preciso que mejore su respuesta.

Estas transformaciones de los sistemas de referencia pueden realizar, de una manera directa, del marco de referencia trifásico al giratorio como en sentido inverso. A continuación, en la Ilustración 2-2 se va a realizar una sinopsis de las diferentes transformaciones:

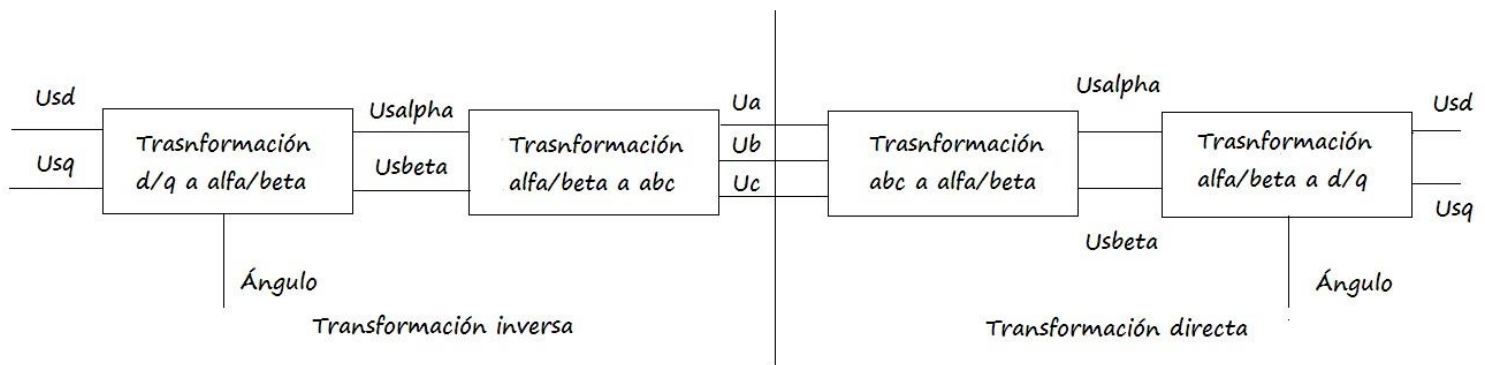


Ilustración 2-2 Transformaciones entre sistemas de referencia

Como se puede observar en la Ilustración 2-2 las transformaciones son realizadas mediante dos pasos diferentes que se detallan a continuación:

- Transformación de las corrientes de fase trifásicas (i_a, i_b, i_c), a un sistema bifásico estacionario ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$). (*Transformada de Clarke*).
- Transformación del sistema anterior a un marco de referencia bifásico rotatorio (i_{sd}, i_{sq}). (*Transformada de Park*).



En primer lugar, se va a proceder a explicar la transformación de trifásica a bifásica (Clarke).

Mediante esta transformación, un sistema trifásico (a,b,c) sinusoidal puede ser representado como un vector espacial expresado en dos ejes de referencia ortogonales (α, β), como se puede observar en la Ilustración 2-3 que se muestra a continuación:

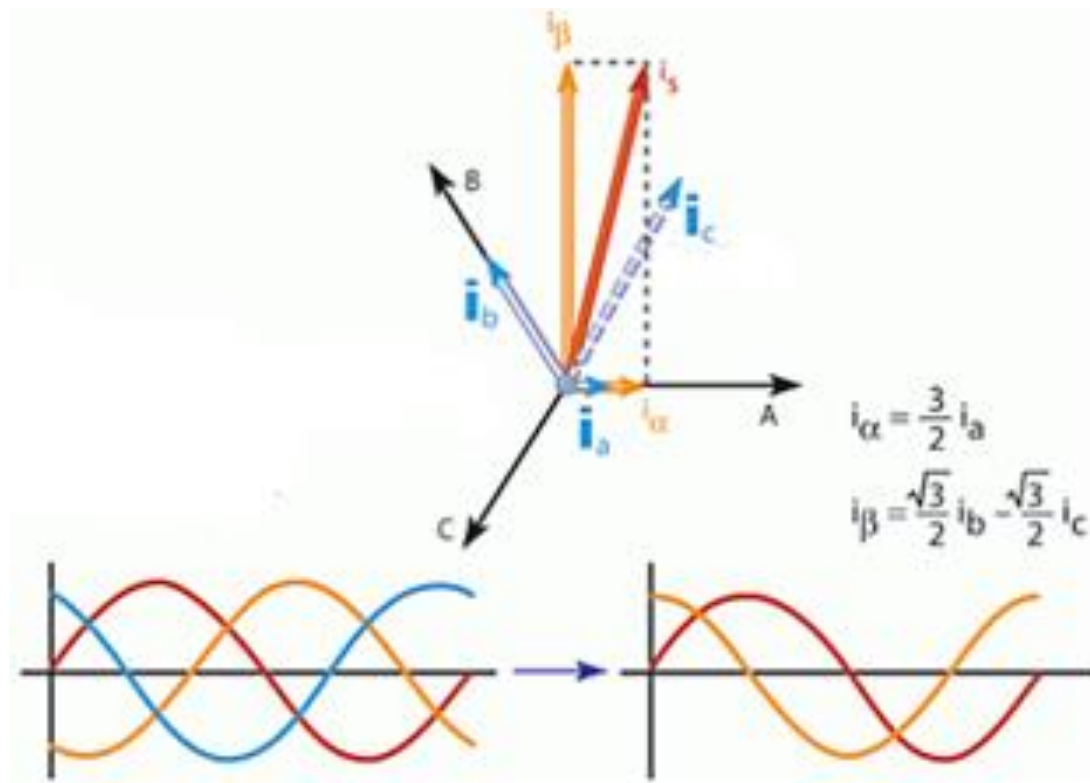


Ilustración 2-3 Transformada de Clarke
Fuente: www.eetimes.com

Todo eso se puede realizar mediante las ecuaciones,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

Y, por si fuese necesario, la inversa de esta transformación es,

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

En segundo lugar, se tratará de proyectar las dos componentes (α, β) , expresadas en unos ejes estacionarios, a un marco de referencia giratorio (d, q) con una velocidad angular w . Si se considera que el eje d está alineado con el flujo del rotor en su eje d , entonces se hablará de un sistema orientado al flujo del rotor.

La transformación de Park puede ser explicada gráficamente para una mayor comprensión de sus cambios en la Ilustración 2-4:

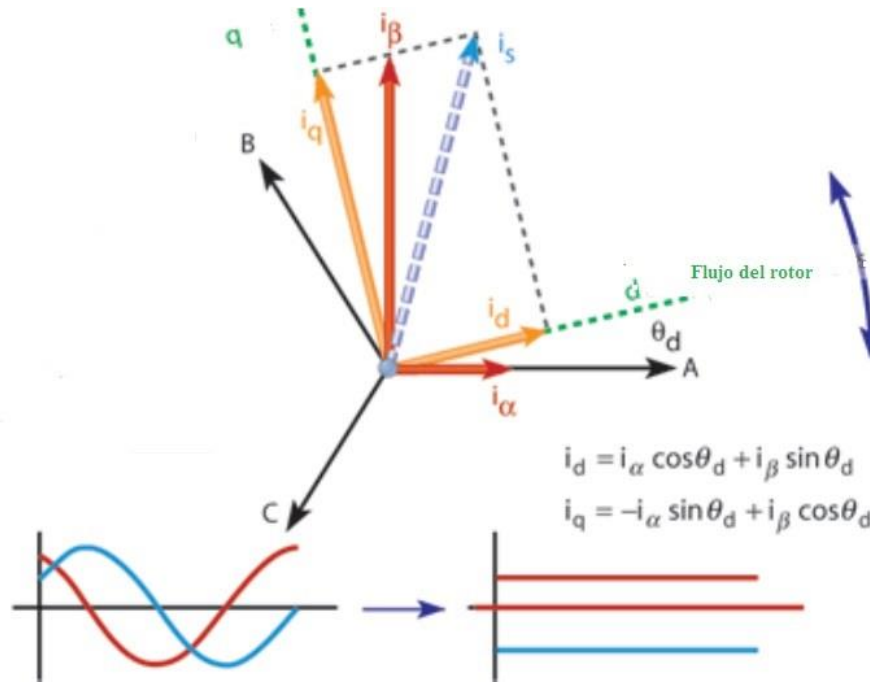


Ilustración 2-4 Transformación de Park
Fuente: www.eetimes.com

La expresión matricial de esta transformación es,

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_A) & \sin(\delta_A) \\ -\sin(\delta_A) & \cos(\delta_A) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

Y su inversa es,

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_A) & -\sin(\delta_A) \\ \sin(\delta_A) & \cos(\delta_A) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

De igual forma las transformaciones de Clarke y Park inversas, tienen como objetivo llevar los valores obtenidos en el plano imaginario d, q (i_{sd} , i_{sq}), que representan los valores de par y flujo del rotor obtenidos producto del control, a un sistema de referencia trifásico (i_a , i_b , i_c).



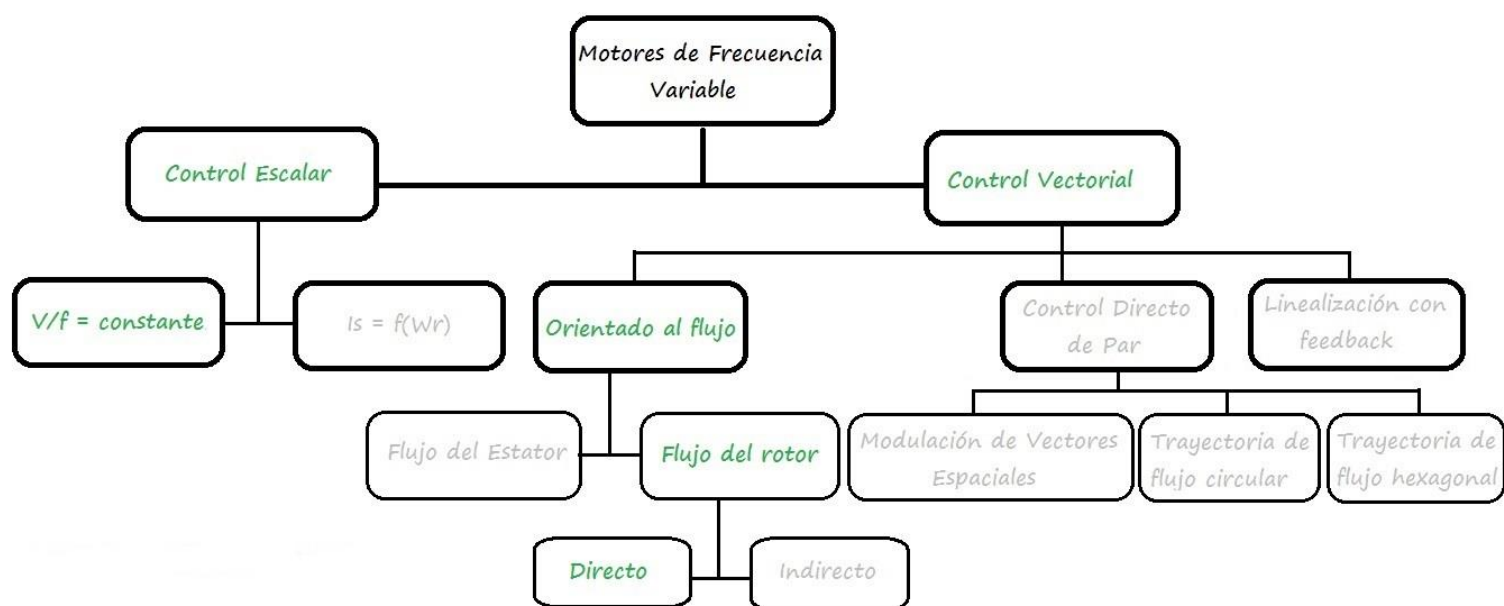
2.3 Tipos de control

Con el avance de los motores de corriente alterna y el desarrollo de la tecnología para el control de estos, se han producido numerosas investigaciones que han concluido en diversas técnicas de control de los M.I., como se puede observar a continuación en la siguiente ilustración. Todas ellas son válidas, no obstante en la actualidad algunas de estas técnicas han tomado un papel más importante y por ello han sufrido un notable desarrollo.

Las principales técnicas de control de la Máquina de Inducción, y sobre las que se hablará en este proyecto son:

- Control Escalar
- Control Directo de Par (D.T.C.)
- Control Vectorial Orientado al Flujo (F.O.C.)

No obstante, existen numerosas formas de control de las M.I. que, pese a que no se estén desarrollando en estos momentos, pueden tener importancia en el futuro, por ello en la Ilustración 2-5 se muestra un esquema básico de las distintas tendencias que se han llevado a lo largo de los últimos años en dichos controles:



Controles implementados con Matlab/Simulink

Ilustración 2-5 Sistemas de controles de las Máquinas de Inducción

2.3.1 Control escalar

El control escalar es una técnica simple usada en el control de la velocidad de M.I. basado únicamente en la magnitud y la frecuencia de los voltajes aplicados. El control fundamenta su desarrollo en el circuito equivalente del M.I., con el objetivo de mantener la corriente magnetizante mediante el cambio de la tensión de entrada, la cual es proporcional a la frecuencia aplicada. En la Ilustración 2-6 se puede observar un control escalar de una M.I., que está basado en los conceptos introducidos anteriormente ($\frac{V}{f} = cte$). En este diseño en particular, la velocidad está controlada por un sistema de realimentación que hace uso de un sensor de velocidad que mide esta para cerrar el flujo.

Como se puede observar en la Ilustración 2-6, la diferencia entre la velocidad de referencia del rotor w_r^r , y la velocidad real del motor, w_r , es el error de velocidad, el cual es regulado mediante un regulador de tipo Proporcional-Integral (PI, para obtener la velocidad de deslizamiento w_{slip}). Posteriormente, la velocidad de deslizamiento y la velocidad eléctrica del rotor son sumadas para generar la frecuencia de referencia fundamental del estátor. Esta frecuencia determina la tensión de referencia del estátor V_s^r

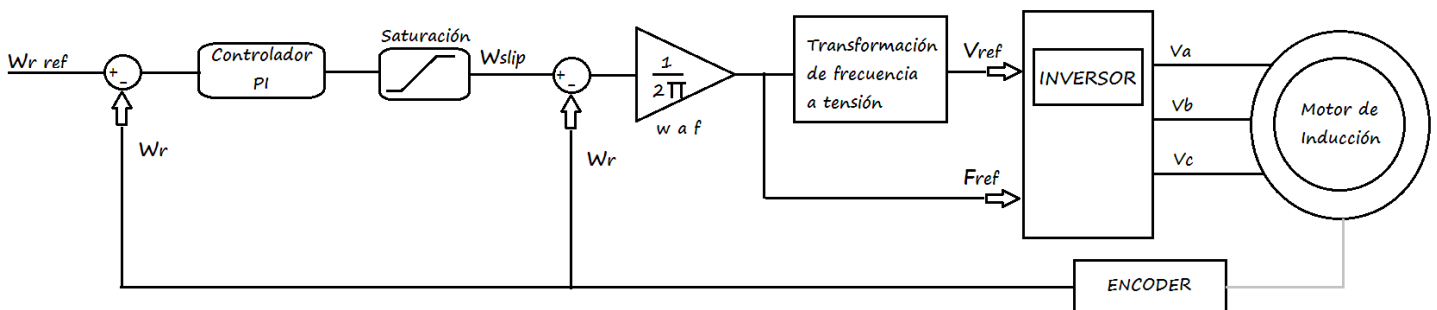


Ilustración 2-6 Diagrama del control escalar de la máquina de inducción [11]

No obstante, para una mayor comprensión y facilidad a la hora de poder simular de las diferentes partes del control escalar, se ha realizado la implementación del control escalar en bloques de Simulink (Ilustración 2-7) en el sistema de referencia giratorio ligado al flujo del rotor.



Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción

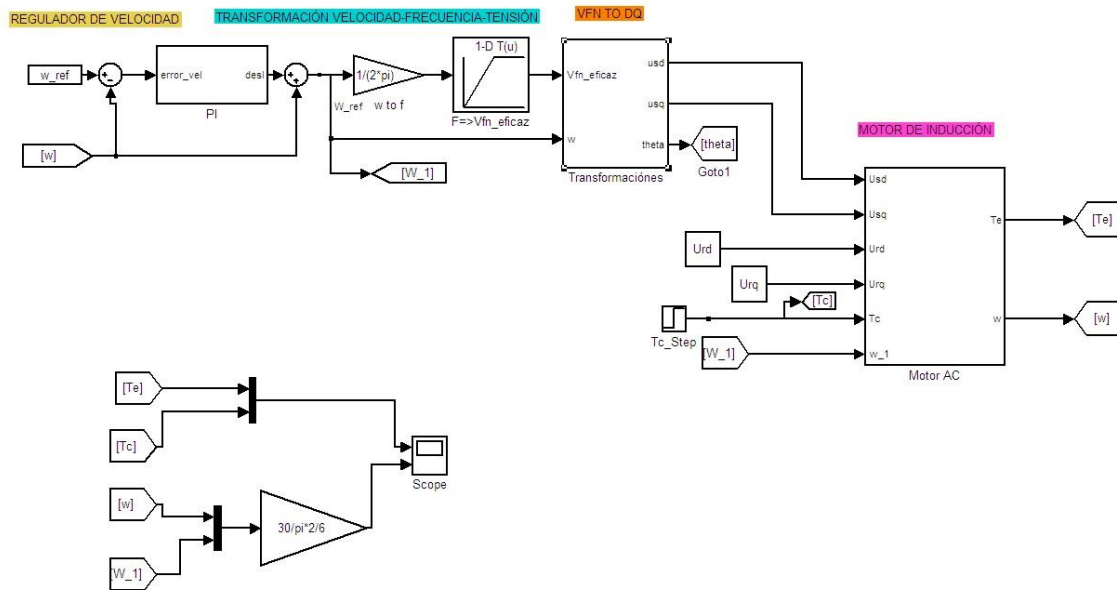


Ilustración 2-7M. I. con Control Escalar en bloques de Simulink

Para esta simulación se ha utilizado el segundo de los modelos de M.I. analizados en el apartado anterior. Para ello se ha introducido las ecuaciones (2-1) a (2-12), que tienen como variables de estado los flujos en el bloque de la Ilustración 2-7 Motor AC. De este modelo se ha obtenido tanto el par electromagnético (2-7), como la velocidad del rotor (2-5), para poder comparar su evolución con las referencias de par de carga que se introduce al sistema y así realizar el control escalar respectivamente.

En la Ilustración 2-8 se puede observar más detalladamente el Control Escalar, así como el proceso explicado anteriormente con las diferentes partes del control escalar; regulador de velocidad y la transformación de la frecuencia en la tensión de referencia.

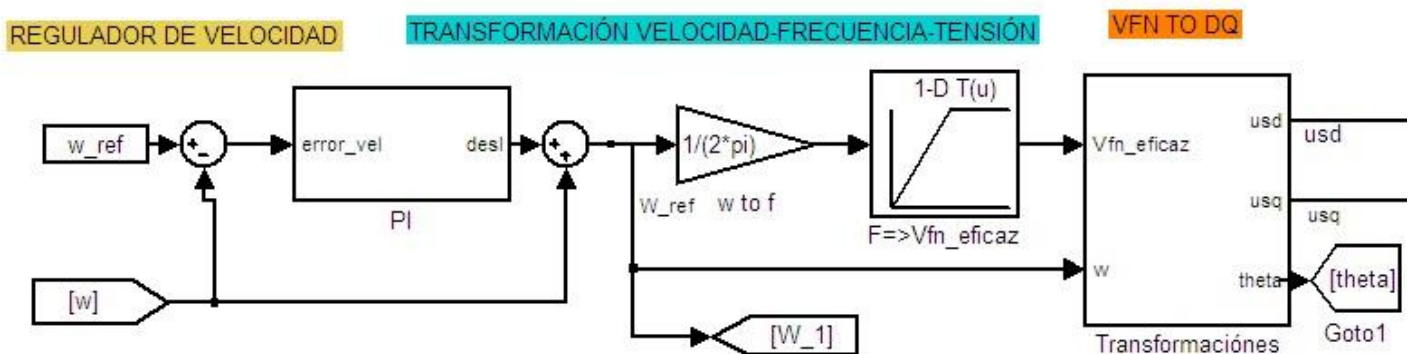


Ilustración 2-8 Control escalar en bloques de Simulink (2)



No obstante, pese a los avances en materia de control de máquinas eléctricas, en la Ilustración 2-9 se puede observar la respuesta dinámica de la velocidad y del par electromagnético del M.I., mostrado anteriormente, ante un arranque suave y un escalón en el par de carga. Además se puede observar, que durante el proceso de aceleración el par electromagnético es mayor al par de carga y así poder llegar al punto de estabilidad indicado en Ilustración 1-10 o el punto de cruce entre las dos líneas de evolución.

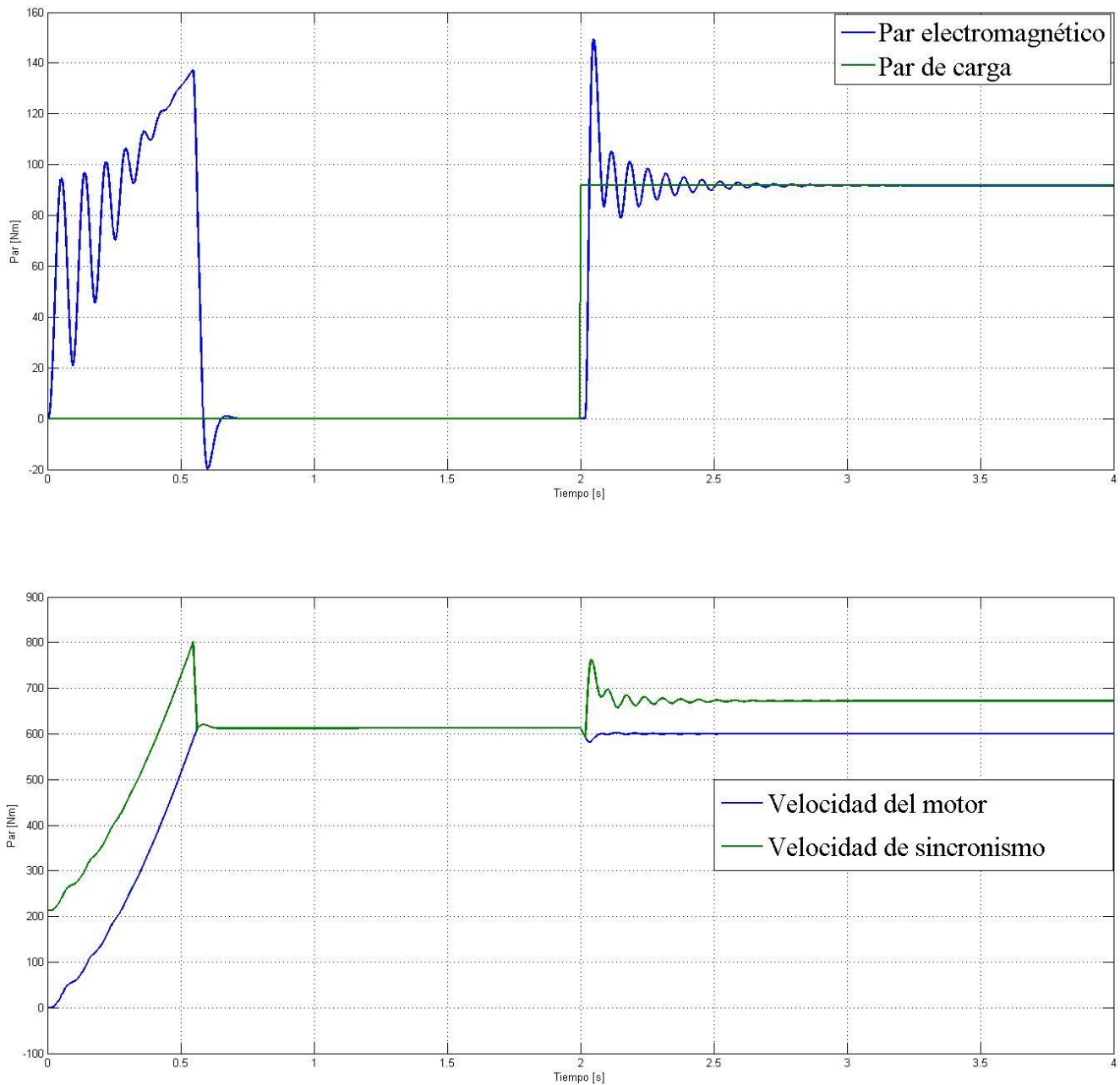


Ilustración 2-9 Arranque suave del M.I. con control escalar

2.3.2 Control Directo de Par (D.T.C.)

El Control Directo de Par ha empezado a ser significativamente popular y puede ser considerado como una alternativa al conocido Control Orientado al Flujo (F.O.C.) que se explicará en el siguiente apartado, debido a su buena respuesta de par y a su simplicidad en el algoritmo [12] [13]. La estructura básica del D.T.C. de una M.I. se muestra en la siguiente ilustración. El D.T.C. consiste en un par de comparadores de histéresis, calculadores de par y de flujo, un “look-up-table” y un inversor de tensión. La estructura de control de un D.T.C. es mucho más simple que la de un sistema F.O.C. debido a la ausencia de la transformación de ejes, el modulador del ancho de pulso y su encoder. El control desacoplado de par y flujo se establece mediante la selección de los vectores de tensión apropiados para mantener los errores de par y flujo dentro de las bandas de histéresis [12].

En el Control Directo de Par (Ilustración 2-10), la precisión del estimador de flujo del estátor es muy importante para asegurar la selección del vector de tensión correcto para el control desacoplado de flujo y rotor. En esta configuración básica, el diseño del D.T.C. no requiere ninguna información de la velocidad del rotor, ya que la estimación del flujo del estátor es hecha usando un observador basado en el modelo de tensión. Sin embargo, para mejorar la estimación del flujo del estátor a baja velocidad, se usa habitualmente un observador basado en el modelo de corriente, que inevitablemente necesita la información de la velocidad del rotor. Incluso si la estimación del flujo del estátor se basa en el modelo de tensión, la velocidad del rotor es necesaria para realizar el control de velocidad del sistema [14]. En otras palabras, la velocidad el rotor es uno de los parámetros más importantes que se necesitan medir o estimar, para asegurar una correcta implementación del D.T.C.

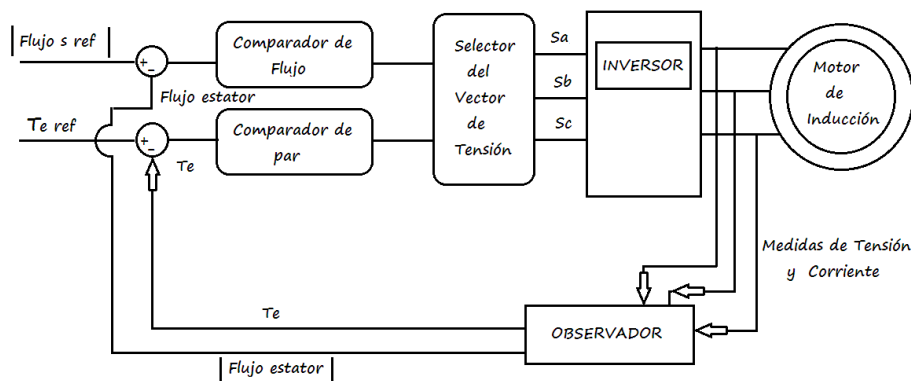


Ilustración 2-10 Control Directo de Par [11]



Las principales ventajas que posee el Control Directo de Par con respecto al Control Orientado al Flujo es la ausencia de transformaciones dentro de los diferentes sistemas de referencia (transformaciones de Clarke y Park), o de bloques de modulación de la tensión (P.W.M). Además gracias a este método se logra reducir las oscilaciones en el par electromagnético debido que se hace un control directo de esta variable sin la necesidad de tantos reguladores como el F.O.C.

Una buena comparativa entre el Control Directo de Par y el Control Vectorial es ofrecida por [15] donde se realiza una comparativa en forma de simulaciones de estos dos métodos ante diferentes referencias de velocidad y par.

2.3.3 Control Orientado al Flujo (F.O.C.)

El control vectorial o control de campo orientado es una estrategia usada para dirigir un inversor de frecuencia variable y lograr control desacoplado de par motor y flujo magnético en motores AC. El principio de control de campo orientado fue K. Hasse y F. Blaschke como ya se indicaron anteriormente.

Puede decirse, que este método de control permite modelar un motor AC, como uno de corriente continua, para controlarlo de manera semejante, es decir, controlar de manera independiente la magnetización de la máquina y el par desarrollado.

Al contrario que el control escalar, el desarrollo del F.O.C. está basado en un modelo dinámico de la M.I. donde las tensiones, las corrientes y los flujos están expresados en forma de vectores espaciales como se ha mostrado en apartados anteriores. El F.O.C. orientado al flujo de rotor se basa en la transformación de todas las magnitudes a un marco de referencia giratorio ligado al flujo del rotor. En este sistema de referencia, todas las magnitudes están girando a la velocidad de sincronismo y se asemejarán a magnitudes DC. Si el flujo está alineado al eje d de ese marco de referencia, se puede observar que las componentes d y q de la corriente del estátor representan las componentes de flujo (corriente magnetizante) y de par respectivamente, como ya se ha demostrado anteriormente. Esto significa que utilizando el F.O.C., el control de la M.I. se transforma a un simple diagrama de control, similar al de una máquina de corriente continua donde el par y el flujo están desacoplados.



En la Ilustración 2-11 se observa como el par y el flujo se encuentran desacoplados, mientras que el flujo, representado en este caso por la corriente magnetizante, es proporcional a la corriente del estátor en eje directo, sin que le afecte el escalón de par.

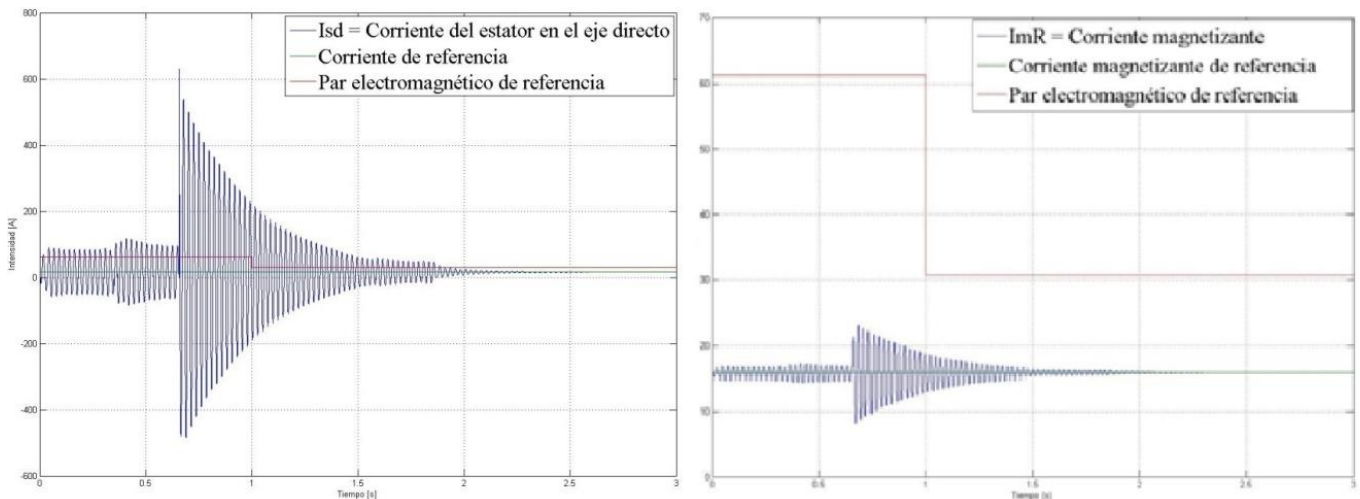


Ilustración 2-11 Relación entre la corriente del estator en eje directo y el flujo

En la Ilustración 2-12 se observa la relación existente entre el par electromagnético y la corriente de cuadratura siendo proporcionales pero ligeramente inferiores así como su reacción ante un escalón de par de carga del 50%.

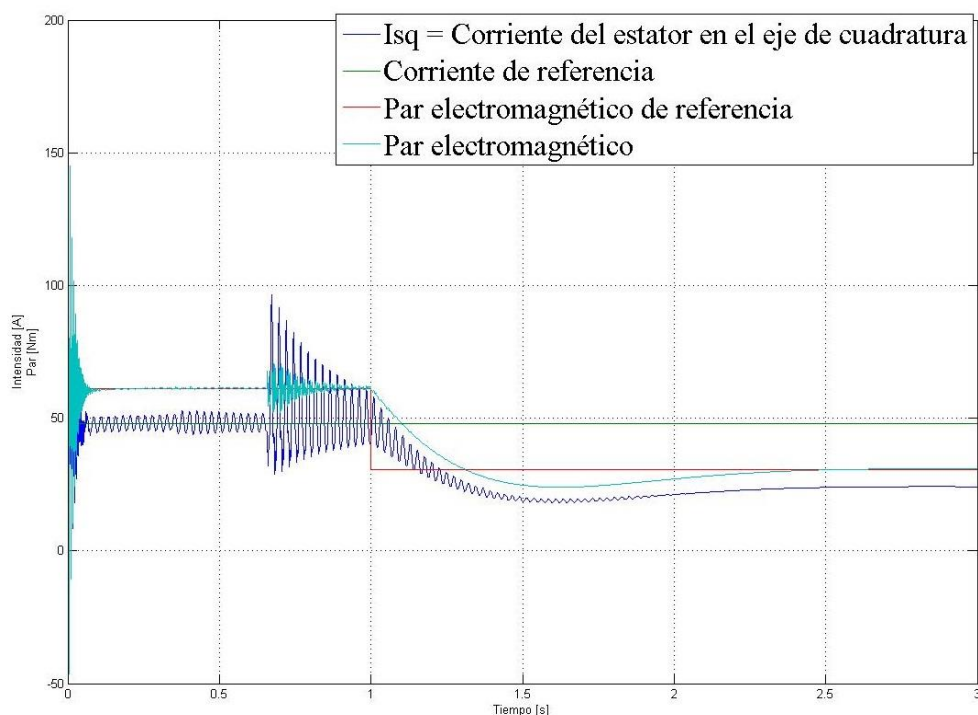


Ilustración 2-12 Relación entre la corriente del estator en eje de cuadratura y el par electromagnético



La forma en la que se obtiene dicha posición del flujo del rotor determina el tipo de F.O.C. del que se está hablando, directo o indirecto. En un F.O.C. indirecto, la posición y magnitud del flujo del rotor se obtiene haciendo uso de los parámetros del M.I. y de la situación relativa del rotor en cada momento mediante el uso de un encoder. Por otra parte en el F.O.C. directo se calcula (o también se puede medir) basándose en sensores de efecto Hall posicionados en el entrehierro que permiten obtener tanto la posición como la amplitud del flujo [10].

En la Ilustración 2-13, se puede observar un diagrama de bloques de un F.O.C. directo orientado al flujo del rotor con un lazo cerrado de la velocidad. La velocidad del rotor, la cual se obtiene mediante un encoder, se usa como velocidad de realimentación y, lo que es más importante, es usada por el estimador para calcular la posición del flujo del rotor. Como alternativa a la orientación al flujo del rotor, es posible el diseño de un FOC orientado al flujo del estátor o incluso al flujo del entrehierro, no obstante, aunque su formulación es similar entre los tres casos, el control orientado al flujo del rotor es comúnmente denominado Control Orientado al Flujo, sin necesidad de referirse a el rotor, debido a su mayor popularidad.

Como se puede observar en la Ilustración 2-13, conocer la posición del rotor es necesario para poder realizar la transformación al marco de referencia. Una incorrecta medición de la posición del flujo del rotor puede producir que el par y el flujo no estén completamente desacoplados, y por lo tanto, se produce un empeoramiento en la dinámica del par.

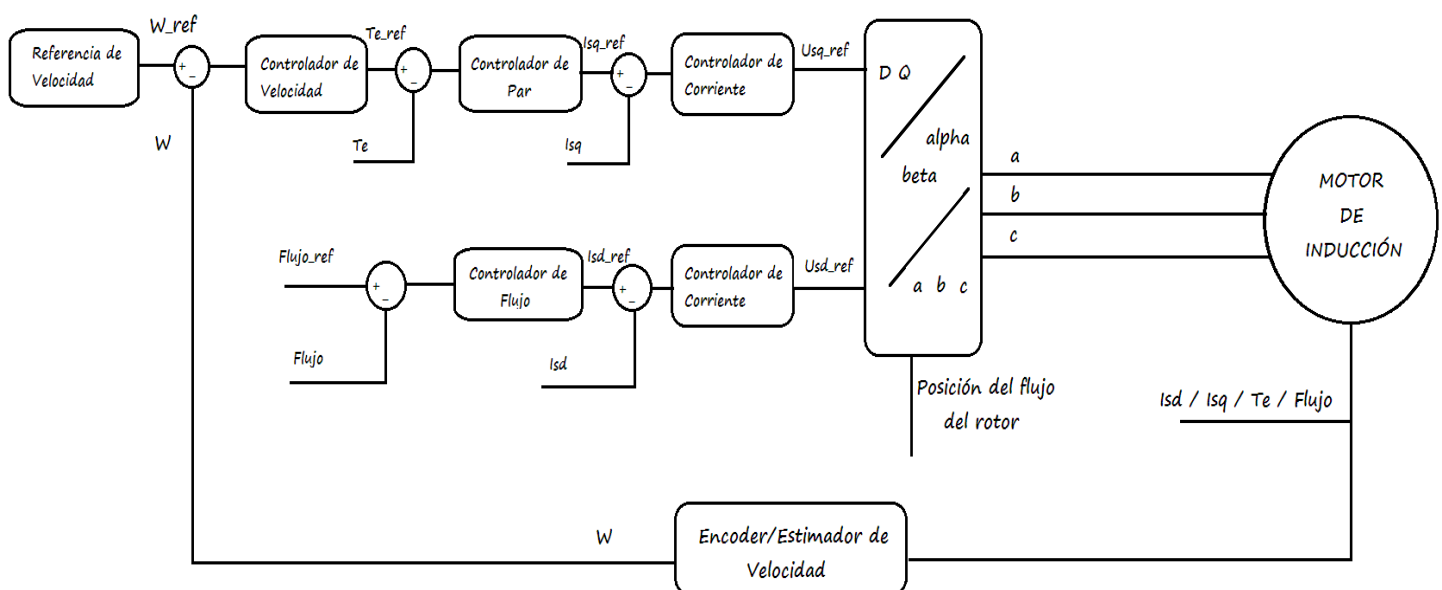


Ilustración 2-13 Control Orientado al Flujo (FOC) [11]



Como se observa en la Ilustración 2-13 el control vectorial, mediante las señales tomadas del motor de corriente, par, flujo y velocidad, nos genera una comanda de tensión en el sistema de referencia rotatorio, a la cual se le deberá aplicar una transformación al sistema de referencia trifásico, debido a que los motores de inducción que existen en el mercado requieren una alimentación trifásica de la tensión. No obstante, si calculamos la función de transferencia de los reguladores, el control tiene como señal de salida la tensión (U_{sd} y U_{sq}), el M.I. tiene como señal de entrada las corrientes (I_{sd} y I_{sq}), por lo que la función de transferencia no sería primaria y el regulador tendría que hacer más integraciones. Para simplificar la función de transferencia y hacerla de primer orden, se hace en función de los términos de compensación, en vez de las tensiones,

$$F.T. = \frac{I(s)}{U(s)} \rightarrow F.T. = \frac{I(s)}{E(s)} \quad (2-40)$$

de esta forma se deberá implementar la ecuación (2-32) para poder hacer esta transformación a la entrada , quedando el M.I. como se observa en la Ilustración 2-14.

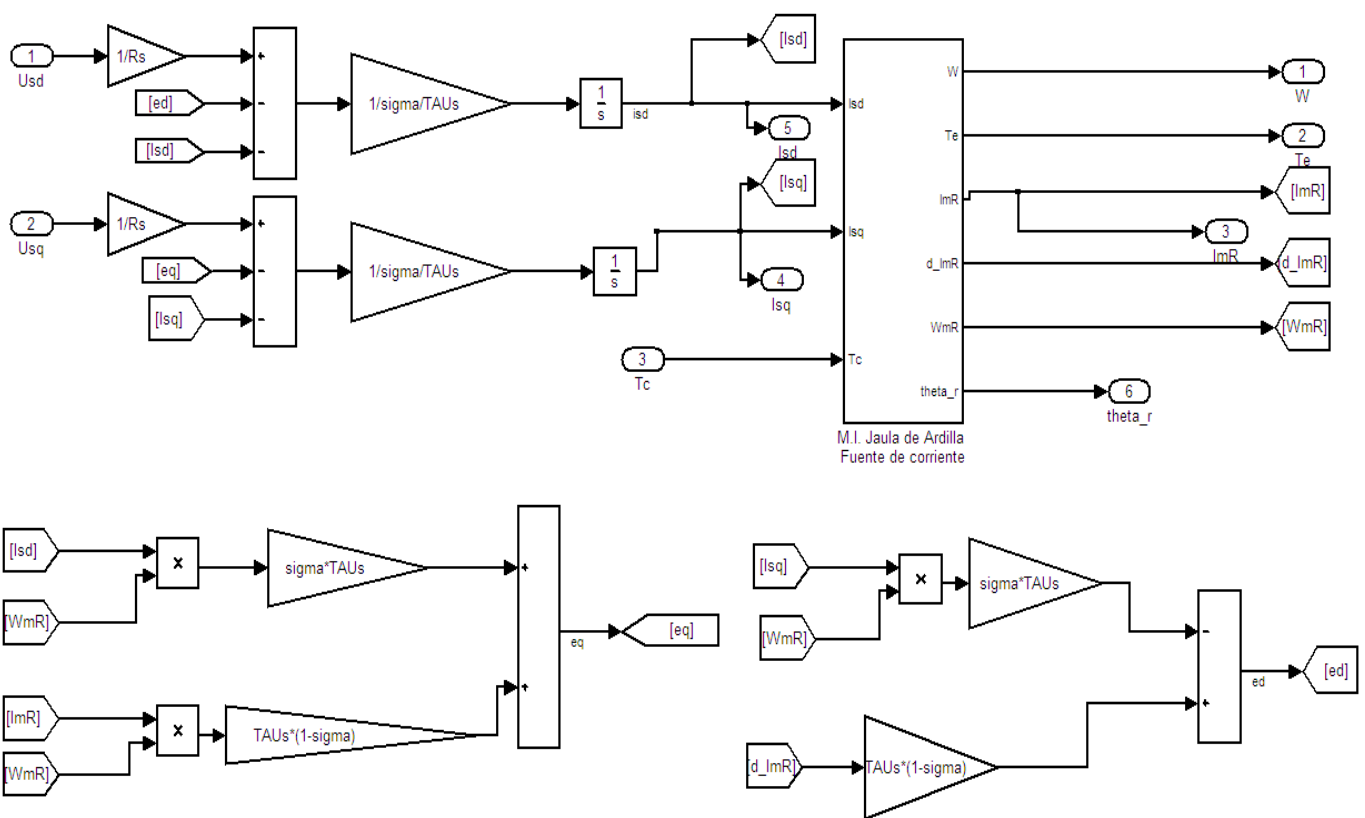


Ilustración 2-14 Diagrama en bloques de Simulink del M.I. para el Control Vectorial



Una vez realizada la adaptación del M.I. en fuente de corriente a un modelo en fuente de tensión, se le puede aplicar el control vectorial (Ilustración 2-15) para obtener una respuesta rápida y precisa, sin llevar al motor a un estado inestable, dependiendo del ajuste de los reguladores que se realice.

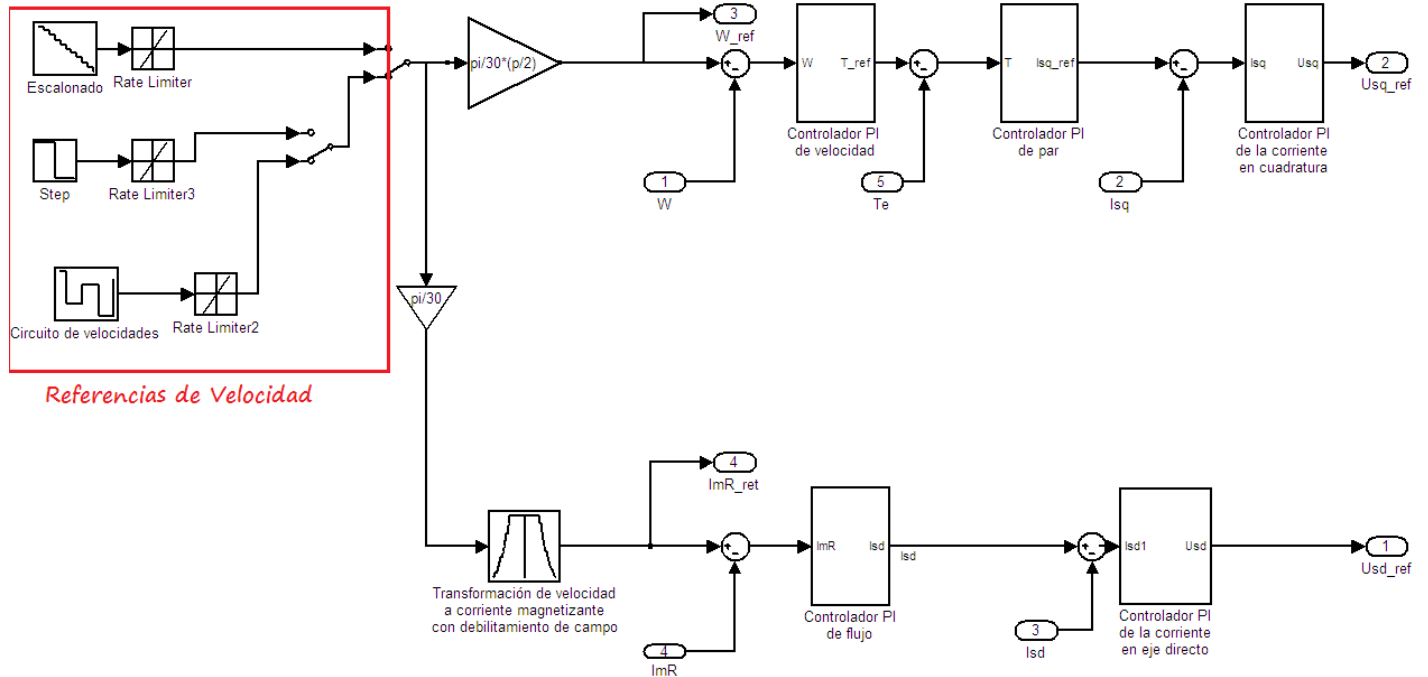


Ilustración 2-15 Diagrama en bloques de Simulink del control vectorial

Se ha de decir que no hay un ajuste más o menos óptimo, ya que éste depende de los requerimientos para la aplicación en concreto del M.I., no obstante nosotros basándonos en un ajuste realizado por los métodos de cancelación y del óptimo simétrico de los reguladores en los que los lazos exteriores deberán tener una dinámica más lenta que los lazos interiores, hemos realizado un ajuste que nos permita obtener una respuesta dinámica aceptable para una situación real.

El método de cancelación para el ajuste de los reguladores permite obtener una respuesta tan amortiguada como se desee, fijando así los tiempos de respuesta, para que el sobre impulso no supere un determinado porcentaje ante una variación en la comanda.

De este modo la función de transferencia de nuestro sistema en lazo abierto en cada uno de los reguladores será,

$$G_{l.a.}(s) = \frac{T_n s + 1}{T_i s \cdot s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_{conv} \cdot s} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \quad (2-41)$$



donde si se aplica el método de cancelación de polos, $T_n = \sigma\tau_s$ nos quedaría una función de transferencia en lazo cerrado como,

$$G_{l.c.}(s) = \frac{1/R_s}{1/R_s + T_i s(1 + \tau_{conv}s)} \approx \frac{1/R_s}{1/R_s + T_i s} = \frac{1}{1 + \tau_{l.c.}s} \quad (2-42)$$

Mediante este método es posible realizar un ajuste de los reguladores comenzando por el lazo más interno (corriente), para ir ajustando el resto de los reguladores progresivamente (corriente-flujo-par-velocidad), incluyendo en el siguiente regulador la dinámica del regulador interior, para así lograr que los lazos exteriores sean más lentos que los lazos internos como se puede observar en el Anexo I.

Además, podría dar el caso de que el regulador de par no fuese necesario debido a que la dinámica de par y de corriente son la misma. En ese caso para hacer el regulador de velocidad, se usaría la dinámica del de corriente en vez de la de par.

Para una mayor comprensión de los conceptos introducidos anteriormente en la Ilustración 2-16 y la Ilustración 2-17, se puede apreciar una comparativa de la respuesta de la velocidad ante un escalón del 50% con diferentes configuraciones, tanto de la constante proporcional, como de la integral.

Se puede comprobar como un aumento de la constante proporcional provoca una reducción del tiempo de respuesta de la velocidad del motor, mientras que la constante integral produce una respuesta más o menos amortiguada.

Por estos motivos, dependiendo de la aplicación y de los requisitos que tenga el motor, se podrá realizar un ajuste u otro para adecuarlo a la respuesta exigida.

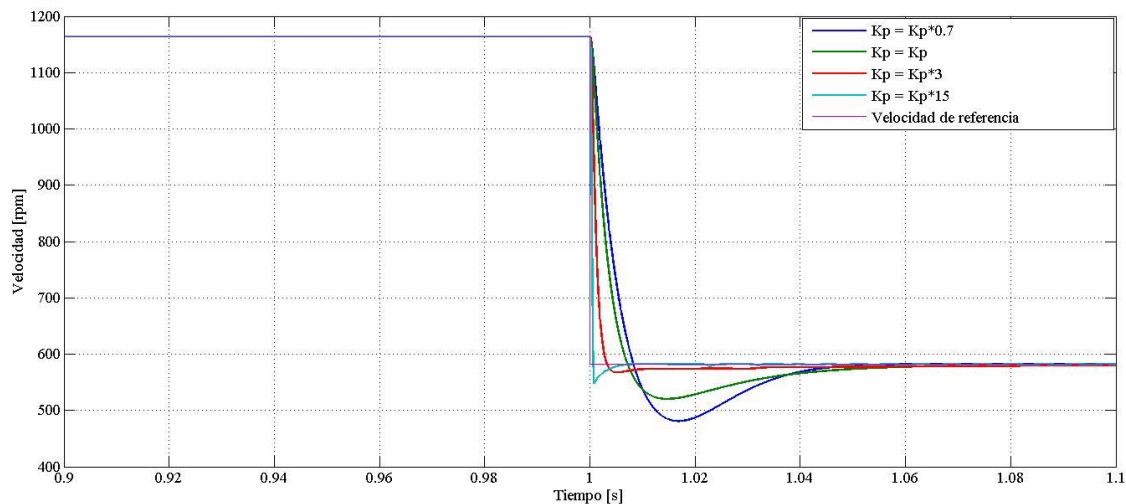


Ilustración 2-16 Comparativa de la velocidad con diferentes ajustes en la K_p del controlador de la velocidad frente a un escalón de velocidad

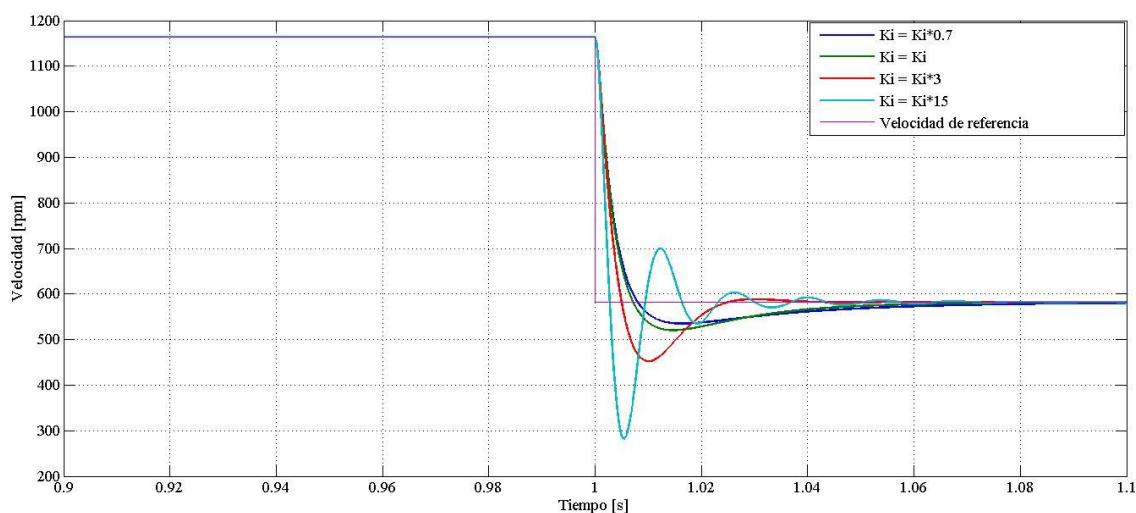


Ilustración 2-17 Comparativa de la velocidad con diferentes ajustes en la K_i del controlador de la velocidad frente a un escalón de velocidad

Como conclusión cabe decir que, durante los años pasados, los controles de los M.I. eran bastante complejos y difíciles de implementar, debido a que poseían una estructura de control que no era lineal, lo que provocaban unos modelos matemáticos mucho más difíciles de implementar, un control multi-variable haciendo más difícil el control de las respuestas de la máquina y, además, un gran acoplamiento entre el flujo y el par, que distaba mucho de asemejarse al sencillo sistema de los motores de corriente continua donde éstos estaban desacoplados.

Por estos motivos surgió el control vectorial, FOC, ofreciendo respuesta a los problemas anteriormente citados ayudando a asemejar la dinámica y la respuesta del M.I. al comportamiento de una máquina de corriente continua.



2.4 Conclusiones

El control de máquinas de jaula de ardilla ha sufrido numerosos cambios a lo largo de los años, no obstante la técnica más desarrollada actualmente es el control vectorial, con el cual se consigue una semejanza al control de la máquina de corriente continua consiguiendo así, un desacople entre par y flujo, mediante las transformaciones de Park y Clarke, que llevan las variables a un sistema de referencia giratorio ligado, en ocasiones al flujo del estátor o al flujo del rotor.

Mediante el uso del control vectorial hemos podido comprobar que el ajuste de los reguladores nos permite calibrar la respuesta del M.I. a nuestro antojo dependiendo las necesidades de la aplicación para la cual esté destinada.

Además este tipo de técnicas permiten controlar las máquinas con mayor precisión, pudiendo realizar arranques mediante una rampa de aceleración, controlando así la corriente en el arranque y evitar picos de intensidad, dejando así los métodos de arranque tradicionales de cambio de conexión, resistencia rotórica etc, atrás y permitiendo tener una mayor eficiencia energética.

La tendencia actual de esta tecnología es avanzar hacia la integración en las mismas tarjetas, tanto de los controles de velocidad como de los distintos sensores de control de temperatura etc, logrando con ello una reducción tanto de coste como de tamaño.



3 ESTIMADORES DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS

Los Motores de Inducción (M.I.) dominan el mercado mundial (más del 85 % de los motores eléctricos) [16] con múltiples aplicaciones en industria, servicios públicos, aplicaciones domésticas, etc [17] [18]. De acuerdo con las estadísticas en los países desarrollados, las máquinas de inducción contribuyen a más del 60% del consumo eléctrico. Por este motivo, el uso de M.I. de alta eficiencia producirá indudablemente una mejora en la economía y una ayuda al ahorro de energía.

Los sistema de control de M.I., tienen un gran potencial en ahorro de energía cuando están operando con controles de velocidad y frecuencia variables (VFC). El consumo de energía en aplicaciones con cargas centrífugas varía de acuerdo a las leyes físicas, esto quiere decir que el par es proporcional al cuadrado de la velocidad y la potencia al cubo. Este cambio ayuda a reducir las altas pérdidas de energía en comparación con los controladores de varias velocidades.

Los VFC son, en general, una excelente elección en motores de velocidad variable porque estos permiten un ajuste preciso de procesos a la vez que reducen el coste de energía y del mantenimiento del motor [19]. Además del ahorro de energía, estos ofrecen un control continuo de la velocidad de acuerdo con las necesidades específicas del trabajo para el que han sido diseñados.

En los últimos años se han realizado numerosas investigaciones [20] [21] [22] [23] [24] con el único fin de obtener motores sin sensor de velocidad o de posición del eje en el control del par (ya sea control vectorial o control directo de par). Este tipo de motores son normalmente llamados 'sensorless drives', aunque dicha terminología se refiere únicamente al sensor de velocidad o posición. No obstante, hay también otros sensores en el sistema del motor (sensores de corriente), sin los que los modelos con realimentación no pueden ser realizados, ya que el propio estimador los necesita para realizar sus cálculos.

Los motores con control sin sensor de velocidad han empezado a tener importancia en el sector industrial y en la mayoría de las grandes fábricas (Control Techniquesplc, Siemens, Eurotherm, etc.), que poco a poco han introducido este nuevo avance en sus motores. Sin embargo, la principal característica de la mayoría de los motores industriales debido a su sistema, es que no pueden trabajar a bajas frecuencias sin dicho sensor de velocidad o posición. Únicamente uno de estos promotores (ABB) ha conseguido un modelo de control directo de par de la máquina de inducción [14], el



cual puede trabajar a frecuencias muy cercanas a cero sin necesidad de un sensor de velocidad o posición. Para resolver estos problemas ocurridos a bajas frecuencias, se han realizado diversas investigaciones, por ejemplo, técnicas donde se introducen deliberadamente asimetrías en la máquina o en las cuales se inyectan señales extra en el estátor [25]. Sin embargo, estas técnicas no han sido aceptadas por la industria debido a sus efectos negativos en el comportamiento de la máquina. Estas soluciones aparecerán, en general, como un módulo fuera del motor, a menos que el sistema de control sea integrado, donde el motor, el inversor y los controladores son parte de un único sistema ofrecido por el fabricante.

Históricamente, la velocidad de una máquina eléctrica era medida por un tacogenerador, el cual en la actualidad no posee escobillas. La posición del rotor puede ser medida electromagnéticamente o con encoders ópticos, los cuales son uno de los sensores más extendidos [11]. Los sensores electromagnéticos son populares por su medida de la posición del rotor debido a su operatividad a altas temperaturas [26]. Obviamente si la posición del rotor está monitorizada, la velocidad (la cual es la derivada primera de la posición) puede ser obtenida directamente de la posición, pero la resolución de la velocidad está limitada por el transductor de la posición y su tiempo de muestreo.

Para reducir la complejidad del hardware y coste, para aumentar su robustez mecánica y la fiabilidad del motor, y aumentar su inmunidad al ruido además de reducir las necesidades de mantenimiento del motor [25], es conveniente suprimir estos sensores en el control del motor, control vectorial o control directo de par. Por otro lado, en los motores de tamaño reducido es complicado el uso de sensores electromagnéticos, por lo que se necesita una alternativa fiable, ya que el precio de un sensor es excesivo con respecto al resto de costes. Además, en motores que operan en ambientes agresivos, o que tienen un punto de funcionamiento a gran velocidad, estos sensores no pueden ser montados [27].

En resumen, los principales objetivos del control de los motores sin sensores son:

- Reducir la complejidad del hardware y su coste
- Incrementar la robustez mecánica
- Funcionamiento en ambientes agresivos



- Alta fiabilidad ya que se reduce la sensibilidad a las interferencias eléctricas
- Disminución de las necesidades de mantenimiento
- Aumentar su inmunidad al ruido

Por estos motivos se han desarrollado métodos de estimación de la velocidad. Las principales técnicas de control de un motor de inducción sin sensor son [10]:

- Estimadores de flujo abierto usando las señales de la corriente y la tensión del estátor
- Sistemas con modelos adaptativos y de referencia (MRAS)
- Observadores (Kalman, Luenberger)
- Estimadores usando inteligencia artificial
- Estimadores basados en propiedades no lineales

Como se puede observar en la Ilustración 3-1 en las últimas décadas se han desarrollado, principalmente, tres técnicas de control sin sensor de velocidad: estimación mediante el uso de modelos matemáticos de la máquina de inducción, que usan las ecuaciones de los vectores espaciales, la estimación mediante la inyección de señales en la máquina y la basada en algoritmos de inteligencia artificial [25].

Los estimadores que se basan en los modelos de la máquina tratan de obtener la información de la velocidad mediante el uso de las tensiones y las corrientes de los terminales del M.I. Sin embargo, el diseño de estas técnicas de estimación depende en gran medida de la precisión de los parámetros del modelo del motor utilizados [1]. Es sabido que los M.I. son sistemas no lineales que varían en el tiempo, donde sus parámetros pueden cambiar también, al igual que las condiciones de operación, tales como temperatura, velocidad o par de carga. Los principales parámetros, que tienen una influencia significativa en la estimación de la velocidad y el diseño del control, son la resistencia del estátor y del rotor [1], además de la variación del par de carga, como se discutirá posteriormente. Por ello, la precisión del estimador de velocidad usando las ecuaciones de los modelos de la máquina son inadecuadas. No obstante, con un ajuste adecuado de los parámetros en el algoritmo de estimación, estos estimadores pueden ser de gran utilidad. El ajuste de dichos parámetros ha empezado a tener una gran



importancia debido a que no solo puede generar un error la velocidad, sino que pueden llevar al sistema a un estado inestable.

Las técnicas de estimación que se basan en la inyección de señales ofrecen una buena alternativa a los estimadores anteriormente descritos incluso a bajas velocidades. Estas técnicas usan una señal portadora que es normalmente impuesta en la onda de PWM (Pulse Width Modulation) del inversor de potencia [28].

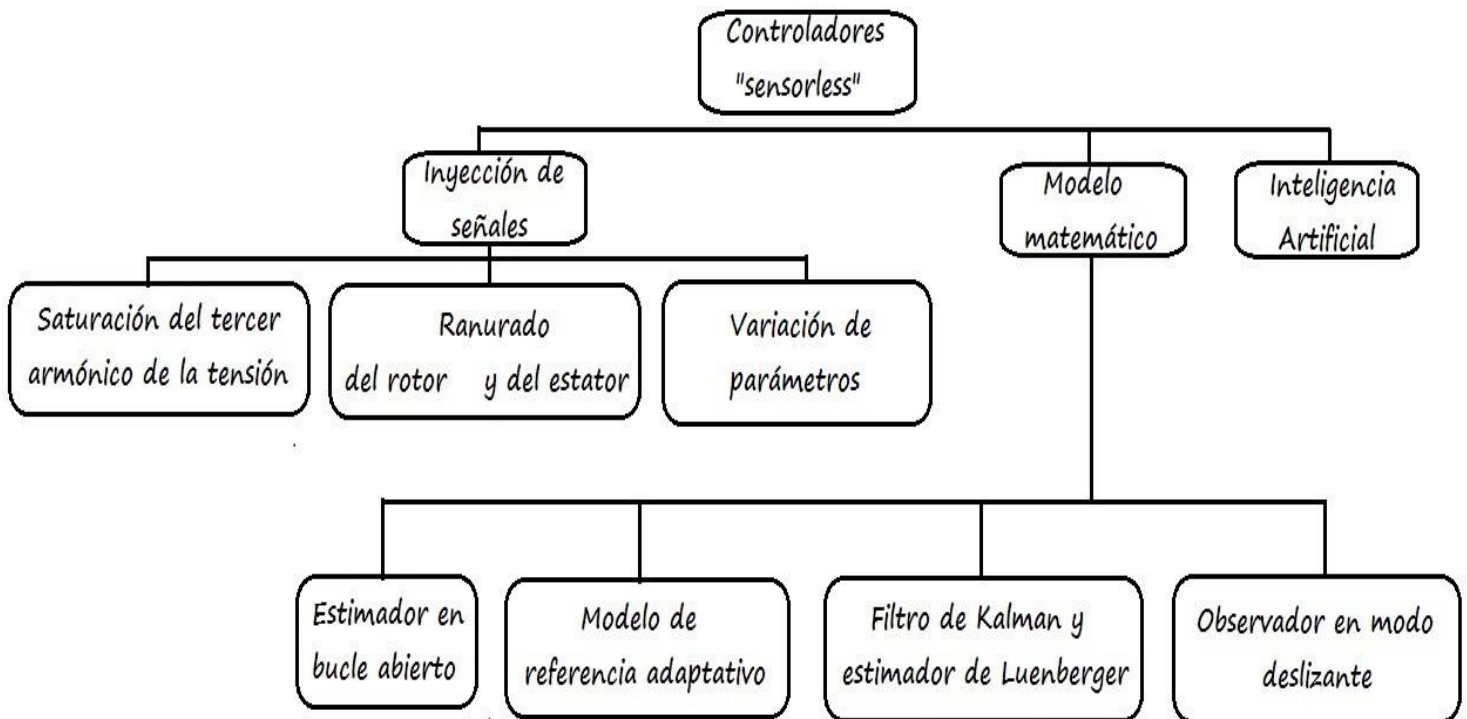


Ilustración 3-1 Esquema general de los estimadores de velocidad de un Motor de Inducción



3.1 Estimadores de flujo abierto

En este tipo de estimadores, se usan las tensiones y las corrientes del estátor para calcular la velocidad. Algunos de estos estimadores han sido introducidos actualmente en el mercado de los motores sin sensor de velocidad. Sin embargo, es importante remarcar que, en general, la precisión de los estimadores de velocidad de lazo abierto depende en gran medida de la precisión de los parámetros de la máquina usados. Además, a baja velocidad del rotor, la precisión de los estimadores de lazo abierto disminuye. Por otra parte, es posible lograr una gran precisión si se evita el uso de integradores puros para el cálculo del flujo del estátor.

En general, los estimadores de flujo abierto dependen de la variación de los parámetros de la máquina de inducción. La resistencia del estátor (R_s) tiene efectos importantes en las líneas de flujo del estátor, especialmente a bajas velocidades, y si los enlaces de flujo del rotor son obtenidos de las anteriores, entonces su precisión también se ve afectada por la resistencia del estátor. Sin embargo, es posible tener una mejor precisión en la estimación, mediante el uso de un modelo térmico de la máquina de inducción, con el que obtener el valor real de la resistencia del estátor caliente en todo el rango de temperaturas [29].

En algunos diseños, la estimación del flujo del rotor necesita la constante de tiempo del rotor, la cual también puede variar por los efectos de la temperatura. No obstante, los cambios en la resistencia del rotor debidos a la temperatura no tienen gran relevancia debido a la escasa alteración del sistema. Por otra parte, la inductancia mutua (L_m) puede cambiar y con ello la inductancia propia del estátor ($L_s = L_{sl} + L_m$) y la del rotor ($L_r = L_{rl} + L_m$), incluso si las inductancias de dispersión (L_{sl} y L_{rl}) se mantienen constantes. Los cambios en la inductancia del rotor debidos a la saturación del flujo pueden ser rápidos. No obstante en un control vectorial, donde la amplitud del flujo del rotor es constante, la variación de L_m es pequeña. Los principales parámetros que se han de observar en relación a la temperatura son: la resistencia del rotor, la constante de tiempo del rotor, la inductancia transitoria del estátor y la inductancia mutua del estátor [1].

Existen diversas técnicas de estimación de dichos parámetros, por ejemplo, la resistencia del estátor puede ser obtenida mediante la inyección de corriente continua en el devanado del estátor, lo que, con la medida de la tensión, es fácilmente calculable [1].



Si se desea conocer más acerca de los métodos de obtención de los diferentes parámetros del motor puede consultarse el libro escrito por el autor Peter Vas [1], donde se tratan uno por uno los métodos de estimación de dichos parámetros.

No obstante, pese a estas dificultades en la estimación de los parámetros este tipo de estimadores permite realizar un cálculo de la velocidad con bastante precisión y sin necesidad de su realimentación.

A continuación vamos a proceder a realizar un análisis de tres estimadores basados en esta técnica viendo la sensibilidad a los parámetros mencionados anteriormente así como su comportamiento ante diferentes rampas o escalones de velocidad y par, además de su respuesta ante un arranque y ante un frenado que nos permitirán hacer una valoración de estos.

3.1.1 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 1

Un buen comienzo para la estimación de la velocidad con las ecuaciones puede ser el estimador propuesto por Joachim Holtz [30], este estimador permite realizar una estimación de la velocidad bastante precisa mediante el uso de las componentes de la tensión y de la corriente en el sistema de referencia giratorio ligado al flujo del rotor, No obstante este estimador tiene un inconveniente, ya que para poder trabajar en con las componentes en ese sistema de referencia giratorio, necesitaríamos la posición del rotor para poder aplicar las transformaciones de Park y Clarke, además este estimador necesita obtener del motor la velocidad de sincronismo, por lo que realmente, lo que se está haciendo es una estimación del deslizamiento del motor.

Este estimador, como es habitual en ellos, realiza una estimación del flujo del rotor incompleta (la estimación completa del flujo del rotor se observa en la ecuación (3-2)), como se puede observar a continuación,

$$Y = u_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \quad (3-1)$$

$$\frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right] \quad (3-2)$$

Siendo la ecuación de estimación de la velocidad (Ilustración 3-2 Diagrama en bloques de Simulink del estimador de velocidad en bucle abierto 1 Ilustración 3-2),



Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción

$$\hat{w}_{slip} = \frac{L_m R_r}{L_r} w_{mR} \frac{Y i_s}{Y^2} \quad (3-3)$$

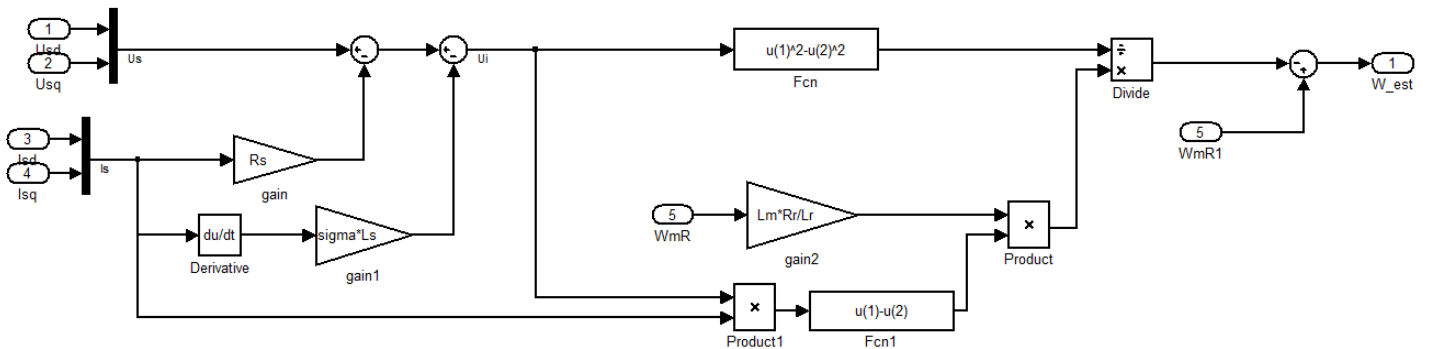


Ilustración 3-2 Diagrama en bloques de Simulink del estimador de velocidad en bucle abierto 1

Pese a que la estimación es precisa, como se observa en la Ilustración 3-3, requiere la utilización de otro tacómetro para medir la velocidad de sincronismo lo cual no soluciona la principal motivación de la investigación de este tipo de estimadores.

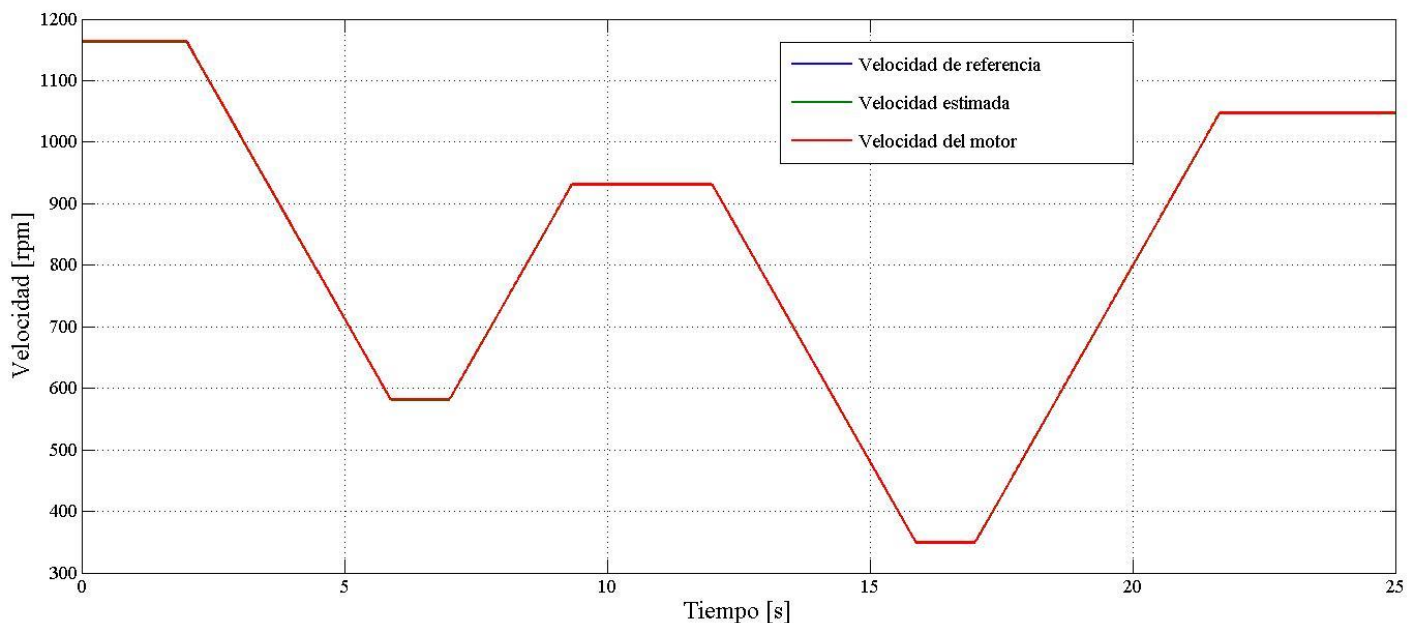


Ilustración 3-3 Simulación del estimador de bucle abierto 1

Por ese motivo se han realizado otros estimadores que poco a poco han ido puliendo los detalles para finalmente poder hacer una estimación de la velocidad con la única necesidad de las corrientes y de las tensiones del estátor que se muestran a continuación.



3.1.2 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 2

Este tipo de estimadores se basan en las ecuaciones del M.I., aprovechando la necesidad de medición de la intensidad y el voltaje del estátor que ya son utilizadas para otros procesos, como los controladores. Mediante el uso de estas ecuaciones de estado se puede determinar el giro del rotor. Este estimador fue descubierto inicialmente en [31] aunque ha sido usado en otros artículos como [25] o con ciertas modificaciones [32].

De este modo y basándose en las ecuaciones elementales de los motores de inducción con respecto a las tensiones en el sistema de referencia (α , β), se podrá obtener una estimación de la velocidad.

El comienzo para desarrollar el proceso para obtener la ecuación de la velocidad del rotor es usando la expresión del vector espacial de la tensión del rotor en ese mismo sistema de referencia,

$$0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + w_r \psi_{r\beta} \quad (3-4)$$

donde

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (3-5)$$

No obstante en la ecuación (3-4) se está utilizando la corriente del rotor, la cual es difícil de medir por lo que introduciendo la expresión (3-5) y despejando la velocidad, se puede llegar a la ecuación de estimación de la velocidad en función de los flujos del rotor y de la corriente del estátor, variables que no implican una dificultad de medición,

$$w_r = \left[-\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \right] / \psi_{r\beta} \quad (3-6)$$

Esta ecuación se puede utilizar para obtener la velocidad del rotor, sin embargo para su utilización es necesario poder calcular el vector espacial del flujo del rotor. Esta variable del sistema no es posible de medir, no obstante hay diferentes técnicas de estimación de los flujos del rotor, así como del estátor, que permiten obtener estos mediante la medición de las corrientes y tensiones del estátor [33] [25],



$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[\psi_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (3-7)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[\psi_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (3-8)$$

donde los flujos del estátor pueden ser obtenidos mediante,

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (3-9)$$

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (3-10)$$

En los textos consultados [33], estas ecuaciones tienen una ligera modificación. Normalmente el producto σL_s recibe el nombre de inductancia transitoria. En el caso de ser la inductancia transitoria del estátor se denominaría como $L'_s = \sigma L_s$.

Finalmente, se puede obtener la velocidad del rotor de las ecuación (3-6) teniendo en cuenta las ecuaciones de estimación de los flujos (3-7)-(3-10). No obstante y pese a estas estimaciones, se podrá obtener una estimación de la velocidad del rotor si los parámetros de la máquina son suficientemente precisos, ya sea con un modelo de temperatura de estos, o mediante el uso de su valor en frío. Además, estos estimadores tienen ciertas limitaciones, principalmente cuando se reduce su giro y se trabaja a bajas velocidades. Esto es debido a que la precisión del estimador de flujo disminuye a bajas revoluciones mediante el uso de estas técnicas ya que el valor del flujo disminuye, así como las corrientes y las tensiones haciendo más difícil su medición.

Si se fija uno en las ecuaciones, se puede observar cómo realizar otra estimación alternativa de la velocidad mediante el uso de la componente contraria a la utilizada en la ecuación (3-6) en el sistema de referencia (α , β) . Para resumir este estimador, las ecuaciones necesarias son,

$$w_r = \left[-\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{\psi_{r\alpha}}{\tau_r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} \right] / \psi_{r\beta} \quad (3-11)$$

donde

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (3-12)$$



$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (3-13)$$

De esta forma se ha obtenido una estimación de la velocidad del rotor mediante unas expresiones bastante sencillas. Una posible implementación en bloques de Simulink puede ser la que se muestra en la Ilustración 3-4, no obstante se necesitará una correcta inicialización de los integradores para que el estimador empiece la simulación desde un régimen permanente.

Este tipo de estimadores funcionan con realimentación, no obstante, durante el trabajo no se ha logrado este objetivo debido a la cantidad de ruido que posee, debido a los motivos que se muestran a continuación.

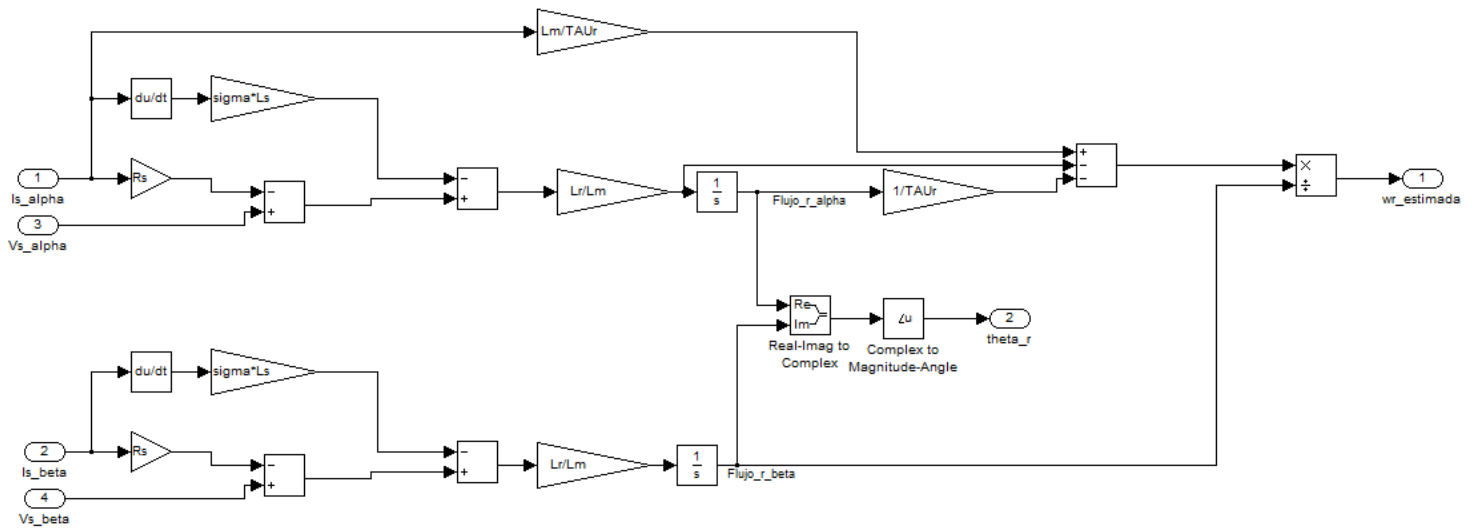


Ilustración 3-4 Diagrama de bloques de Simulink del estimador bucle abierto 2

Estas técnicas de estimación de la velocidad tienen problemas debido al ruido que se ve añadido en su estimación. Esto se produce por la utilización de señales sinusoidales en el sistema de referencia estacionario (α , β), para llegar al cual, se debe hacer la transformación entre ejes de referencia (d,q) y (α , β), donde se necesitará la estimación del ángulo del flujo del rotor (Ilustración 3-4), cuyo resultado es la Ilustración 3-5.

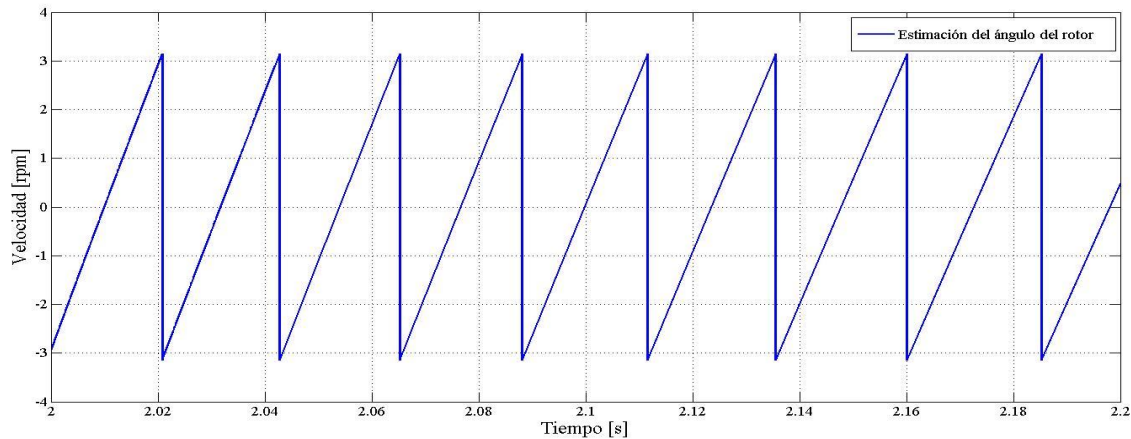


Ilustración 3-5 Estimación del ángulo del flujo del rotor

Por este motivo, si alguna de las señales sufre un ligero desfase debido a su medición se producirán grandes picos de velocidad producidos por un 0 en su denominador.

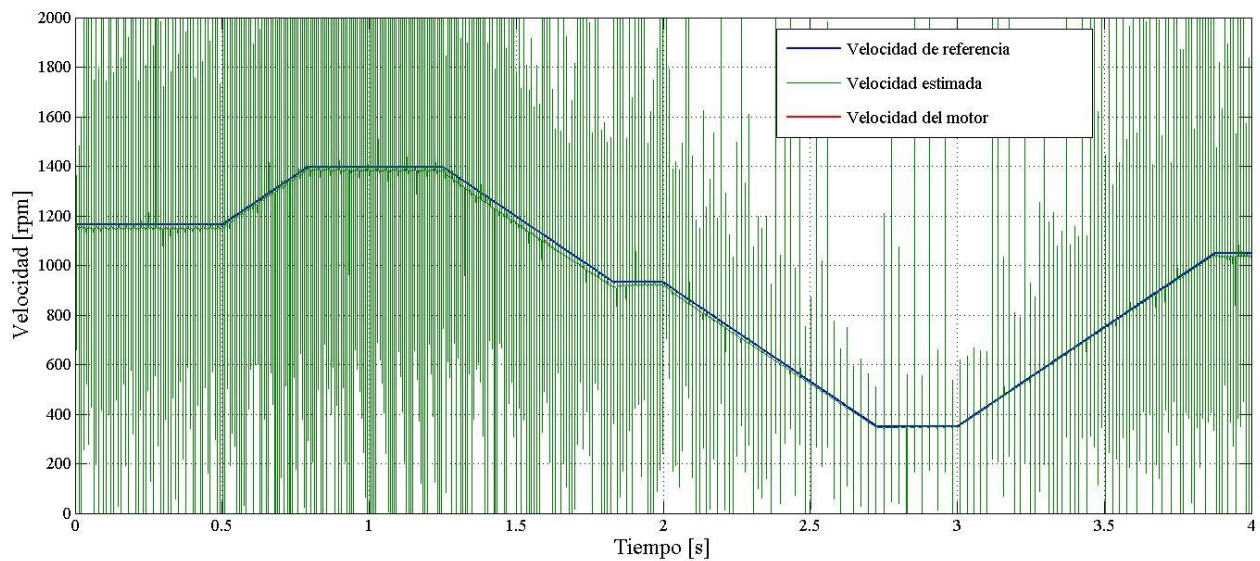


Ilustración 3-6 Simulación de la velocidad del estimador en bucle abierto 2

Debido a estos picos en la estimación de la velocidad, si se intenta introducir dentro de la dinámica del motor nos dará problemas, por estos motivos se debe elegir bien los sensores para la obtención de la tensión y de la corriente para tratar de evitar esos desfases y así reducir los picos.

Otra de las opciones que se pueden aplicar es mediante el filtrado de la señal, no obstante todo filtrado tiene un importante efecto dentro del motor. Se ha tratado de realizar un filtrado con un filtro paso bajo de tipo butterworth y orden 3 como se muestra en la Ilustración 3-7.

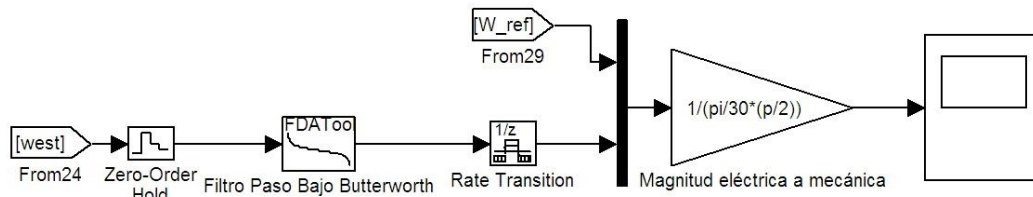


Ilustración 3-7 Filtro paso bajo de la velocidad del estimador de bucle abierto 2

Pese a este filtrado y que se ha reducido en gran medida el ruido que poseía la señal debido al desfase introducido por los sensores, no se consigue una estimación suficientemente precisa, Ilustración 3-8, por lo que nos dará problemas a la hora de realimentarlo.

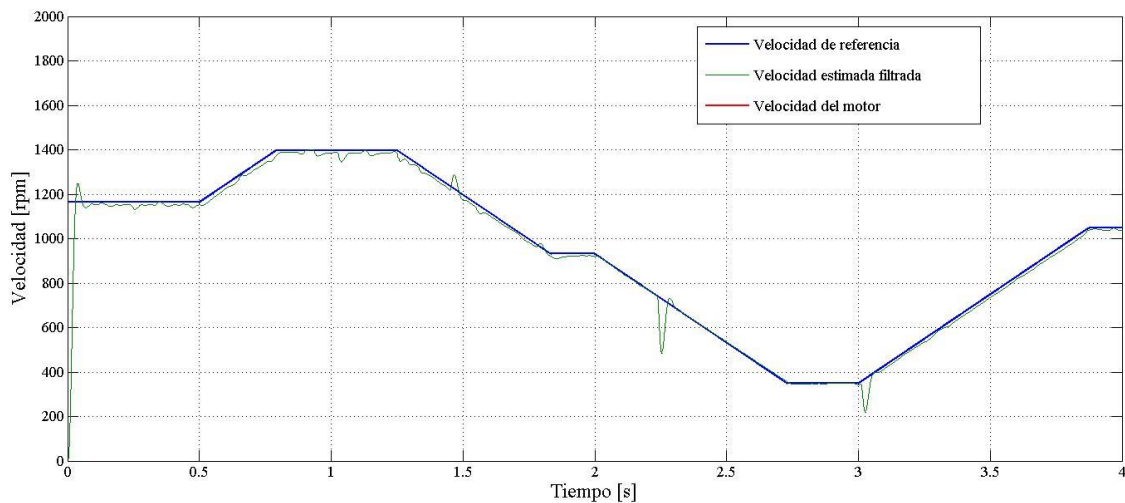


Ilustración 3-8 Simulación de la velocidad filtrada del estimador en bucle abierto 2

No obstante los estimadores de bucle abierto, no siempre dan una respuesta con tanto ruido, existen modelos que consiguen evitar ese ruido de los sensores y así poder dar una respuesta bastante precisa, que toma una forma lineal muy similar a la velocidad del rotor, sin necesidad del uso de ningún filtro en dicha señal, como se puede observar a continuación en el estimador 3 basado en las ecuaciones de estado.

3.1.3 Modelo de estimación de la velocidad del rotor en bucle abierto 3

Algunos estimadores de velocidad de bucle abierto [22] [34] [25] [35] que se basan en los modelos matemáticos usan sistemas basados en los vectores espaciales de los flujos, tanto del rotor, como del estátor.



El estimador de velocidad de bucle abierto utilizado es un método basado en un el sistema de referencia estacionario (α, β). La desventaja de estos métodos es la sensibilidad a la variación de los parámetros, lo cual es el principal problema de todos los estimadores de bucle abierto. Sin embargo, la estructura de estos modelos es bastante sencilla en comparación con las técnicas de estimación más avanzadas como el filtro de Kalman o las redes neuronales.

De esta forma, se realizan dos cálculos diferenciados, por un lado se estima la velocidad angular de deslizamiento del rotor w_{slip} mediante la ecuación (2-24) del modelo de la M.I.

$$w_{mR} = w_r + w_{slip} = w_r + \frac{i_{sq}}{\tau_r |i_{mR}|} \quad (3-14)$$

y, si se despeja la velocidad del rotor,

$$w_r = w_{mR} - w_{slip} = w_{mR} - \frac{i_{sq}}{\tau_r |i_{mR}|} \quad (3-15)$$

donde

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\rho_r) + i_{s\beta} \cos(\rho_r) \quad (3-16)$$

$$|\vec{\psi}_r| = L_m |i_{mR}| \quad (3-17)$$

siendo

$$\sin(\rho_r) = \frac{\psi_{r\beta}}{|\vec{\psi}_r|} \quad (3-18)$$

$$\cos(\rho_r) = \frac{\psi_{r\alpha}}{|\vec{\psi}_r|} \quad (3-19)$$

Entonces la ecuación de la velocidad de deslizamiento, usando los flujos del rotor (3-12)(3-13) y las corrientes del estátor puede ser reescrita en ejes del sistema estacionario de referencia (α, β) como,

$$w_{slip} = \frac{L_m}{\tau_r |\vec{\psi}_r|^2} (-\psi_{r\beta} i_{s\alpha} + \psi_{r\alpha} i_{s\beta}) \quad (3-20)$$



Una vez determinada la velocidad de deslizamiento, la velocidad w_{mR} , la cual es la velocidad del vector espacial del flujo del rotor con respecto al estátor, es posible de obtener mediante la ecuación (2-24),

$$w_{mR} = \frac{d\rho_r}{dt} \quad (3-21)$$

y, desarrollando la expresión de la derivada de la posición del rotor,

$$w_{mR} = \frac{d\rho_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1} \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) \right] = \frac{\psi_{r\alpha} d(\psi_{r\beta})/dt - \psi_{r\beta} d(\psi_{r\alpha})/dt}{|\vec{\psi}_r|^2} \quad (3-22)$$

De esta forma se deduce que las expresiones finales para obtener la velocidad del rotor son

$$w_r = w_{mR} - w_{slip} \quad (3-23)$$
$$w_r = \frac{\psi_{r\alpha} d(\dot{\psi}_{r\beta})/dt - \psi_{r\beta} d(\dot{\psi}_{r\alpha})/dt}{|\vec{\psi}_r|^2} - \frac{L_m}{\tau_r |\vec{\psi}_r|^2} (-\psi_{r\beta} i_{s\alpha} + \psi_{r\alpha} i_{s\beta})$$

Finalmente se puede hacer una estimación de la velocidad con el diagrama de bloques de Simulink que aparece en la Ilustración 3-9, donde se puede observar además, una estimación del flujo del rotor con la que calcular la velocidad estimada con las ecuaciones anteriormente explicadas.

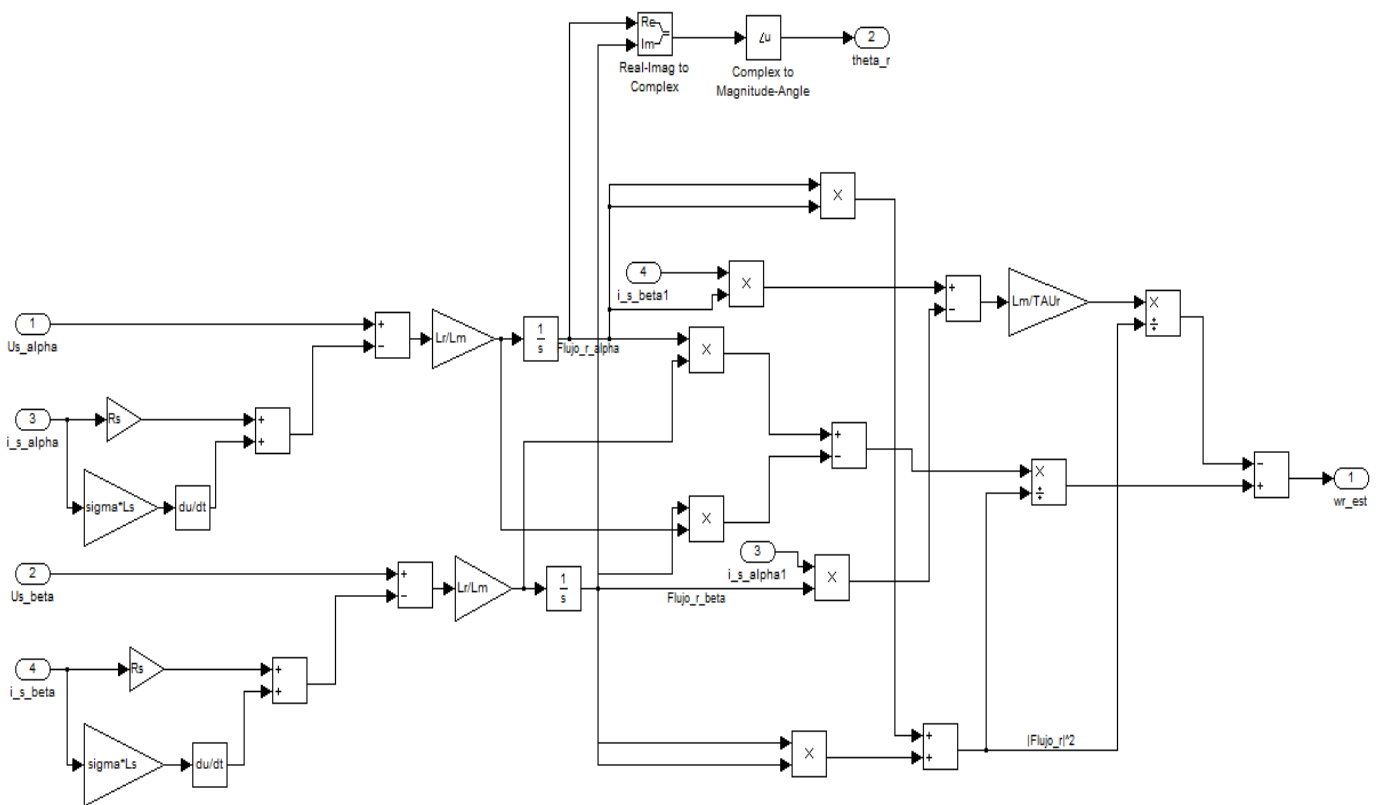


Ilustración 3-9 Diagrama de bloques de Simulink del estimador bucle abierto 3

De esta forma se puede obtener una respuesta del estimador (Ilustración 3-10), logrando quitar los picos que se observan en el estimador anteriormente descrito. A pesar de esta mejora, en esta nueva estimación se aprecia una oscilación, la cual es dependiente de la velocidad y, como se verá posteriormente, es sensible a los ajustes de los reguladores y a los parámetros del motor, por lo que se podrá reducir:

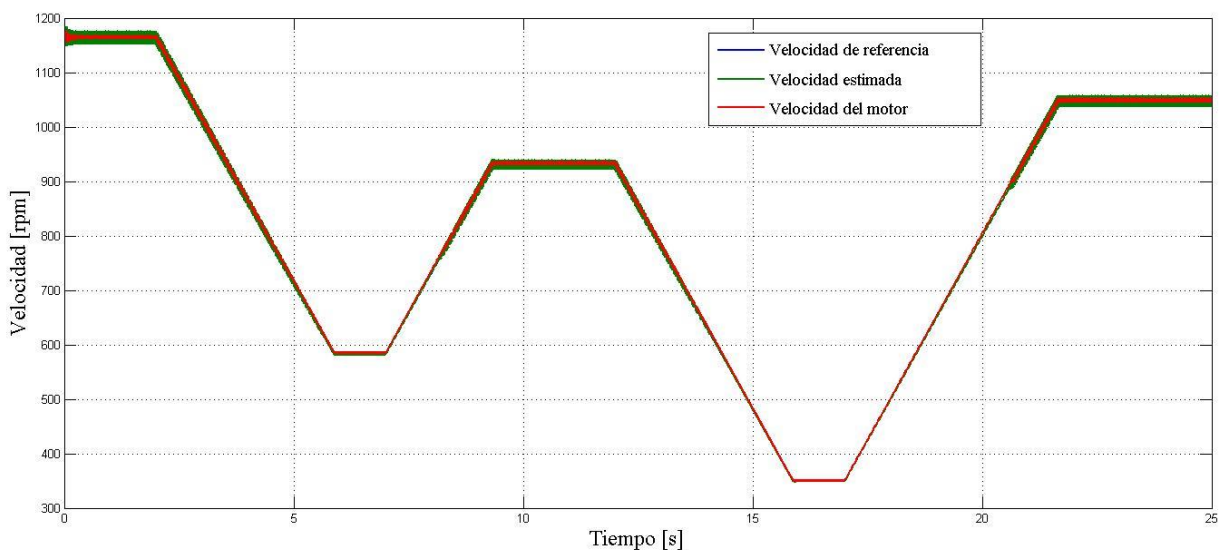


Ilustración 3-10 Simulación del estimador de velocidad en bucle abierto 3



Como se puede observar en la Ilustración 3-11, y ya se ha indicado anteriormente, este estimador tiene una cierta oscilación. No obstante si se realiza un correcto ajuste del regulador de velocidad, constante proporcional y constante integral, estas oscilaciones desaparecen dejando paso a una estimación más precisa y sin oscilaciones en todo el rango de velocidades, ya sea durante el régimen transitorio de una rampa de aceleración y deceleración, como se observa en la Ilustración 3-11, o en régimen permanente durante todo el rango de velocidades, Ilustración 3-12.

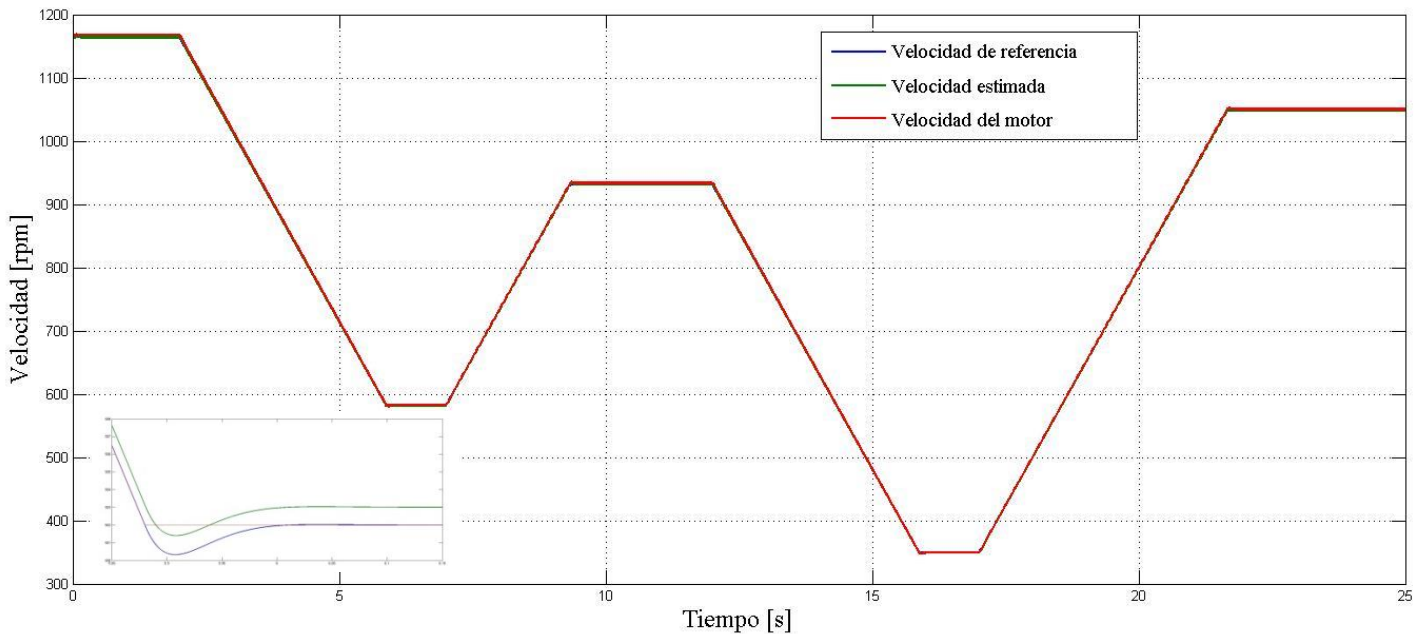


Ilustración 3-11 Simulación el estimador de bucle abierto 3 con un correcto ajuste del regulador

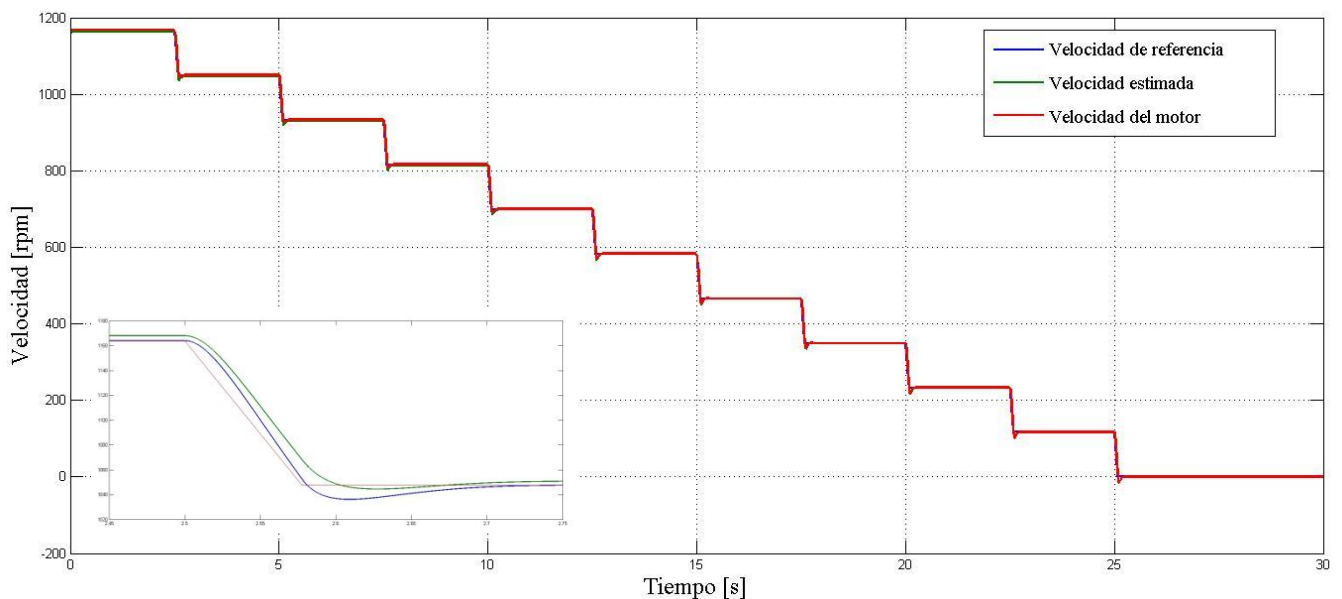


Ilustración 3-12 Comparativa de la velocidad (rotor y estimador) a diferentes velocidades para el estimador de bucle abierto 3



Otra prueba bastante común dentro de la ingeniería de control para analizar la estabilidad de los algoritmos es someterlos en su señal de referencia a seguir a un escalón así como el arranque desde una posición de reposo.

En el caso del estimador de velocidad, sometemos a estos estimadores a un escalón en su velocidad entre su velocidad nominal y 0 pudiendo observar como el tiempo de convergencia es de 0.15 segundos con un sobre impulso del 15 % en la Ilustración 3-13.

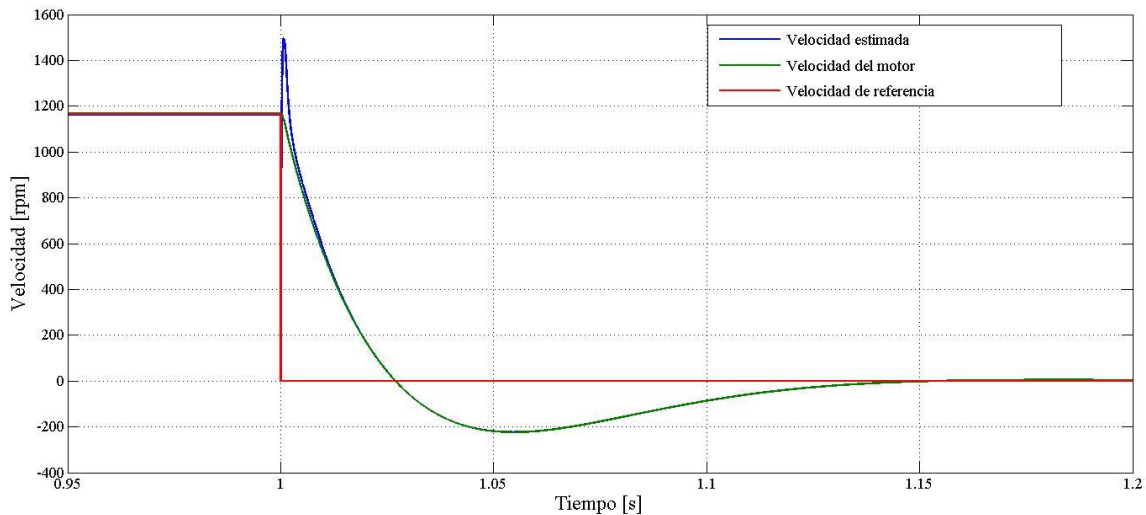


Ilustración 3-13 Simulación de un escalón de velocidad en estimador de velocidad de bucle abierto

Como se ha mencionado anteriormente, el arranque de un sistema es una prueba vital para su funcionamiento ya que todo M.I. parte del reposo para posteriormente comenzar a hacer sus funciones, por este motivo hemos sometido al estimador, a esa misma situación, pudiendo observar un ligero sobre impulso que rápidamente, en 0.15 segundos consigue llevar al estado de régimen permanente, como se observa en la Ilustración 3-14.

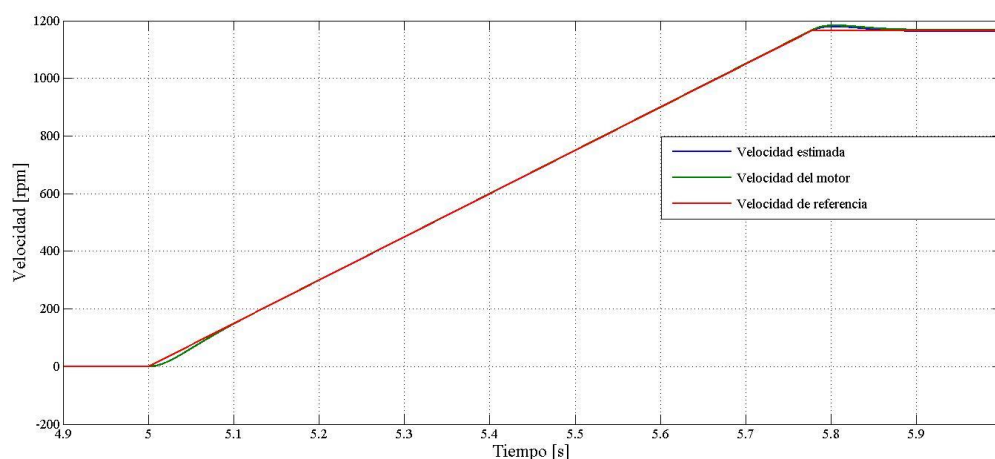


Ilustración 3-14 Simulación del arranque del estimador de velocidad de bucle abierto 3



Además de los reguladores del control vectorial, otros parámetros del sistema tienen su efecto dentro de la dinámica del motor, del estimador y de su respuesta. Uno de ellos es el par de carga, este par de carga produce un aumento del error de la velocidad cuanto más alejado esta del par nominal del motor, como se puede observar en la Ilustración 3-15, donde se ha sometido al estimador a un escalón de par del 40% a una velocidad del 20 % de la nominal.

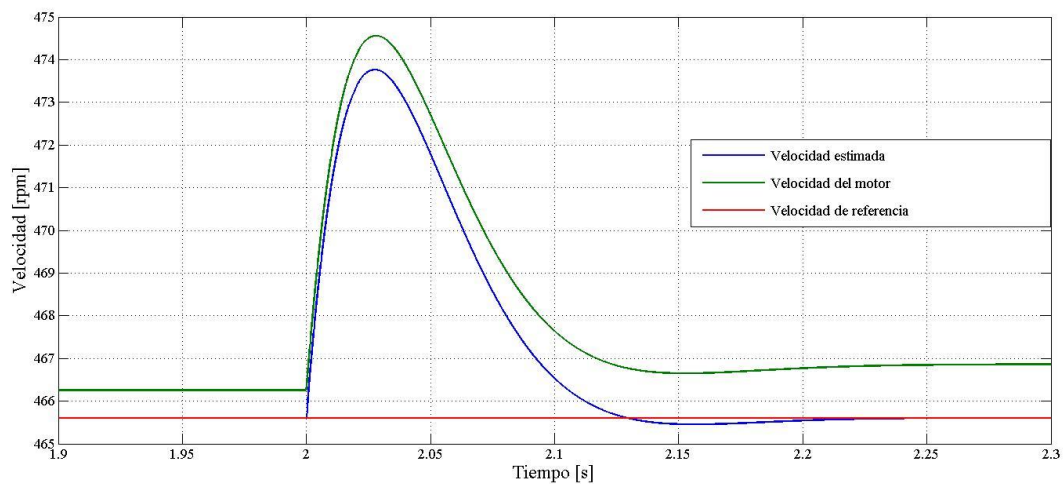


Ilustración 3-15 Simulación de un escalón de par del 40 % del nominal a una velocidad del 20% de la nominal

Este resultado abrió una nueva vía de investigación, ¿Qué parámetros afectan a la dinámica del estimador y cuanta repercusión tienen en este?

De este modo se va a proceder a un estudio del motor, en el cual le vamos a someter aun frenado en rampa en dos situaciones, en primer lugar el par de carga es similar al par nominal del motor (Ilustración 3-16) donde, como se puede observar, no posee ninguna perturbación, aunque con error durante la rampa. No obstante este error se corrige una vez mantenemos constante la comanda de velocidad.

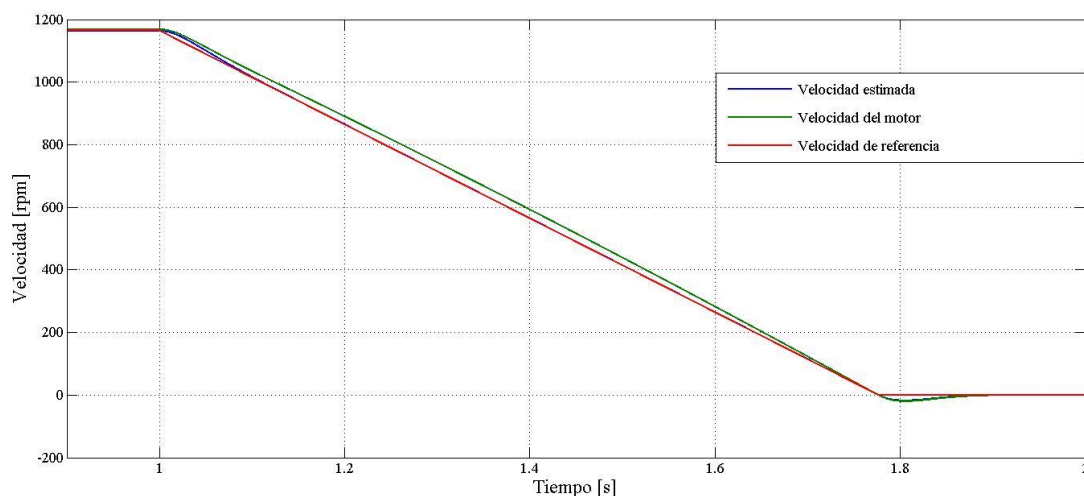


Ilustración 3-16 Simulación del frenado del motor con par de carga nominal

En la Ilustración 3-17 se observa como al aplicarle la misma rampa de velocidad de frenado con un par de carga del 50% del nominal, la respuesta del motor en régimen transitorio empeora, no obstante el motor y el estimador consiguen corregir el error en régimen permanente volviendo a un estado estable con un error reducido.

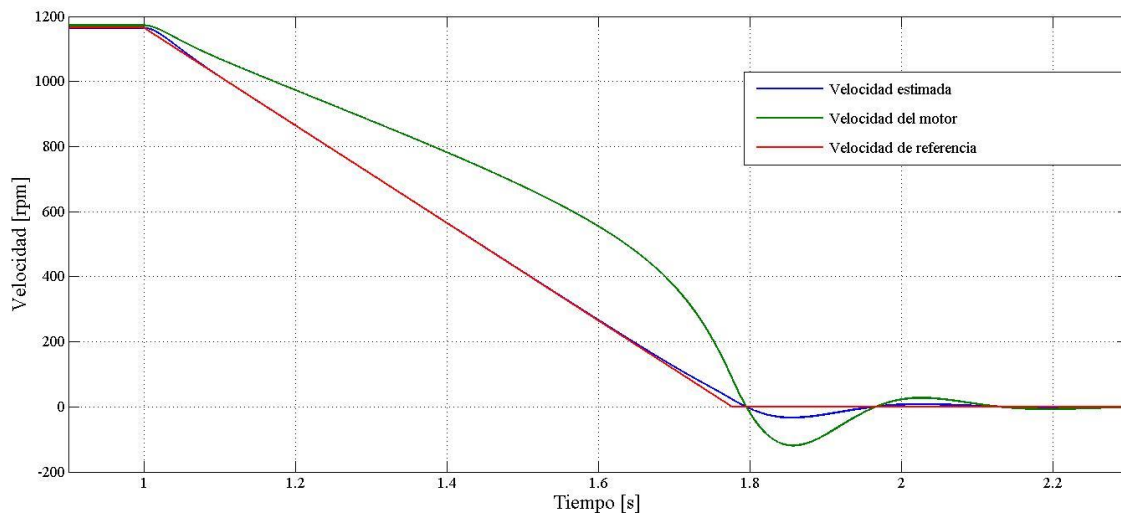


Ilustración 3-17 Simulación del frenado del motor con par de carga del 50% del nominal

Por otra parte, visto que el estimador funciona a diferentes estados de par de carga y velocidad, parece interesante realizar un estudio más detallado de la relación del error a lo largo de los diferentes estados que pueda tener que soportar el motor.

En la Ilustración 3-18 se puede observar una gráfica del error relativo de la velocidad en régimen permanente ante diferentes pares de carga y regímenes de velocidad. En ella se puede concluir que el par de carga tiene influencia en la precisión y comportamiento del motor, llegando a tener un máximo del error, a altas velocidades pero con un par de carga bajo, del 3.4%.

Además se puede observar como el error se reduce más rápidamente conforme aumentamos el par de carga en el motor siendo este, por lo tanto, una perturbación de especial repercusión en la dinámica del motor y del estimador ya que está relacionado con la cantidad de corriente que fluye por el motor y, por lo tanto, con sus caídas de tensión en los distintos bobinados en las cuales se basan los distintos estimadores. Se deberá prestar atención en una posible aplicación real futura para la elección del algoritmo más idóneo.

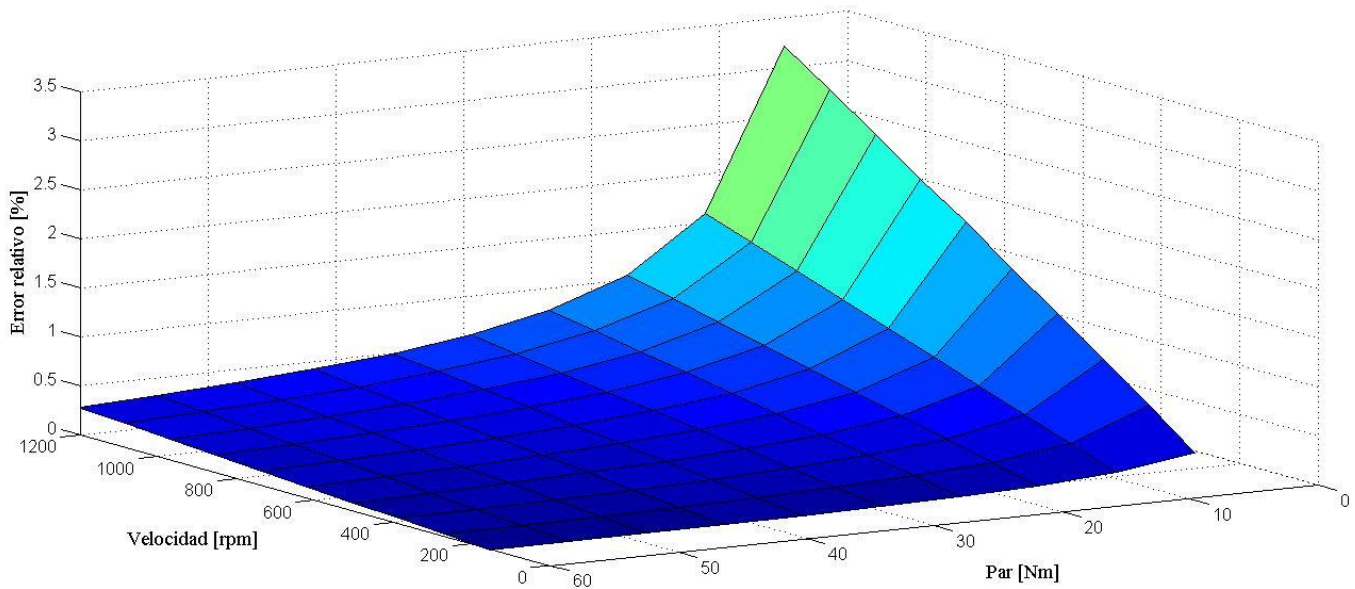


Ilustración 3-18 Grafica 3-D del error relativo con respecto al par y la velocidad del estimador basado en las ecuaciones de estado

Otro de los parámetros que según la literatura [25] tiene una gran influencia en el estimador es la resistencia del estátor, la cual se indica que ante una mala medición de esta la calidad del estimador se reduce en gran medida.

Como se puede observar en la

Ilustración 3-19, en la cual se ha mantenido constante a velocidad nominal, la resistencia del estátor produce un aumento del error llegando este incluso a ser diez veces mayor ante una modificación del 20% de la resistencia del estátor.

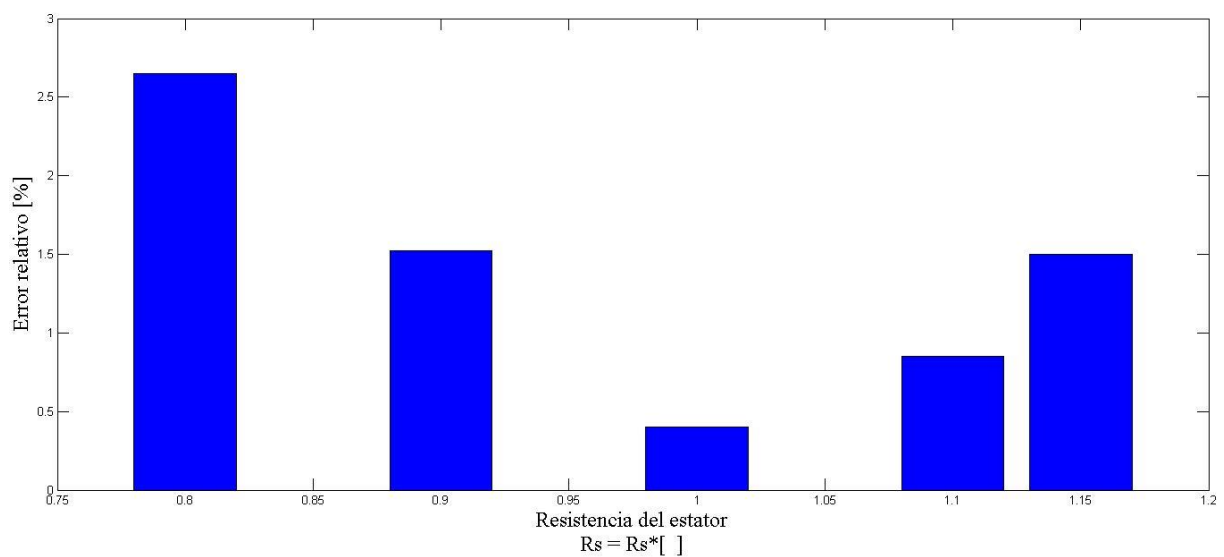


Ilustración 3-19 Comparativa del error ante valores de la resistencia del estátor



Se han realizado simulaciones para todo el rango de resistencias del estátor para así verificar la importancia de este parámetro en el estimador, como conclusión se ha obtenido que el rango error en la estimación de la velocidad del rotor es [70-115] % de la resistencia real.

Fuera del rango indicado anteriormente se produce un aumento brusco del error llevando al motor aun estado de inestabilidad lo cual hace al estimador inaceptable, como se puede observar en la Ilustración 3-20. En ella se ha sometido al modelo a una velocidad igual a la nominal, como en las anteriores pruebas, y una resistencia del estator un 20% mayor, fuera del rango de estabilidad. Se puede comprobar como el estimador deja de funcionar llevando al motor a una aceleración que provocaría su destrucción.

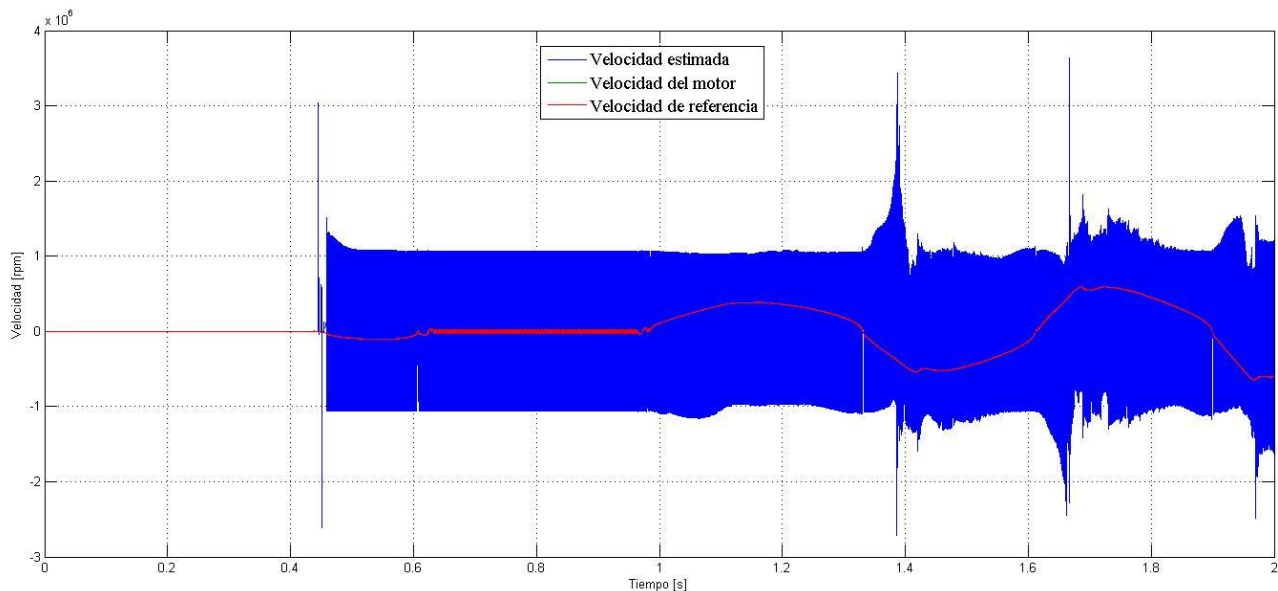


Ilustración 3-20 Simulación de la inestabilidad con un error en la estimación de la resistencia del estátor

3.1.4 Conclusiones

Con todas estas simulaciones se puede obtener las siguientes conclusiones de los estimadores basados en las ecuaciones de estado del Motor de Inducción:

- Estos estimadores de velocidad, dependiendo del algoritmo, se ven afectados por el posible desfase de las diferentes ondas medidas, lo cual puede provocar picos en la estimación en su paso por el 0 que nos obliguen a la implantación de un filtro para mejorar su respuesta.



Estudio de estimadores de velocidad en máquinas de inducción

- La estimación de la velocidad se ve afectada en gran medida por un correcto ajuste de los reguladores, pudiendo llegar a oscilar en régimen permanente, reduciendo su precisión. Es preciso un ajuste de los reguladores óptimo.
- La respuesta es menos estable cuando tenemos un par de carga inferior al nominal.
- La estimación de la velocidad soporta escalones de par y de velocidad en la comanda.
- Posee gran sensibilidad ante la errónea estimación de la resistencia del estátor.



3.2 Estimadores basados en modelos adaptativos y de referencia (MRAS)

Actualmente, los MRAS son el método de estimación más utilizado para el control de las M.I., así como para la observación de los diferentes parámetros y estados de la máquina. Existen numerosos tipos de MRAS para técnicas de control, ya sean modelos en paralelo, en serie, para control directo o indirecto. Según la literatura consultada [25] [36] [37] [38], se puede deducir que el método más utilizado son los modelos en paralelo que comparan las salidas de dos sistemas, uno de referencia y otro ajustable, para posteriormente mediante un PI realizar un control del error de estas dos salidas, de acuerdo con las ecuaciones de la máquina para mantener su estabilidad.

Los sistemas de control de M.I., basados en sistemas ajustables, pueden ser diseñados con diversos principios. Los MRAS usan dos modelos de la máquina con diferentes estructuras que estiman la misma variable de estado basándose en diferentes ajustes de las variables de entrada. Ambos modelos suelen estar referidos a un marco de referencia estacionario. Esta variable puede ser, en el caso de las máquinas de jaula de ardilla, en el cual la tensión del rotor es 0, ya que se encuentra cortocircuitado, el flujo del rotor. Además también se utilizan, para obtener dicha velocidad, modelos basados en la potencia reactiva o, el vector de la tensión inducida en el rotor [39].

No obstante nuestro trabajo se centra en un modelo de motor de inducción o de jaula de ardilla en el cual la el rotor se encuentra cortocircuitado, o lo que es lo mismo, el vector de la tensión en el rotor será siempre nulo por lo que no será un método aceptable de estimación de la velocidad.

A continuación, en la siguiente figura, se puede observar un diseño general de un MRAS, donde se puede observar como existe un sistema de referencia, que toma las variables de entrada del propio motor, y un modelo adaptativo que obtiene la misma variable, para así compararla con la anterior e, iteración tras iteración, acercarnos a la variable de referencia en el modelo ajustable y así poder deducir fácilmente la variable de salida que se necesite.

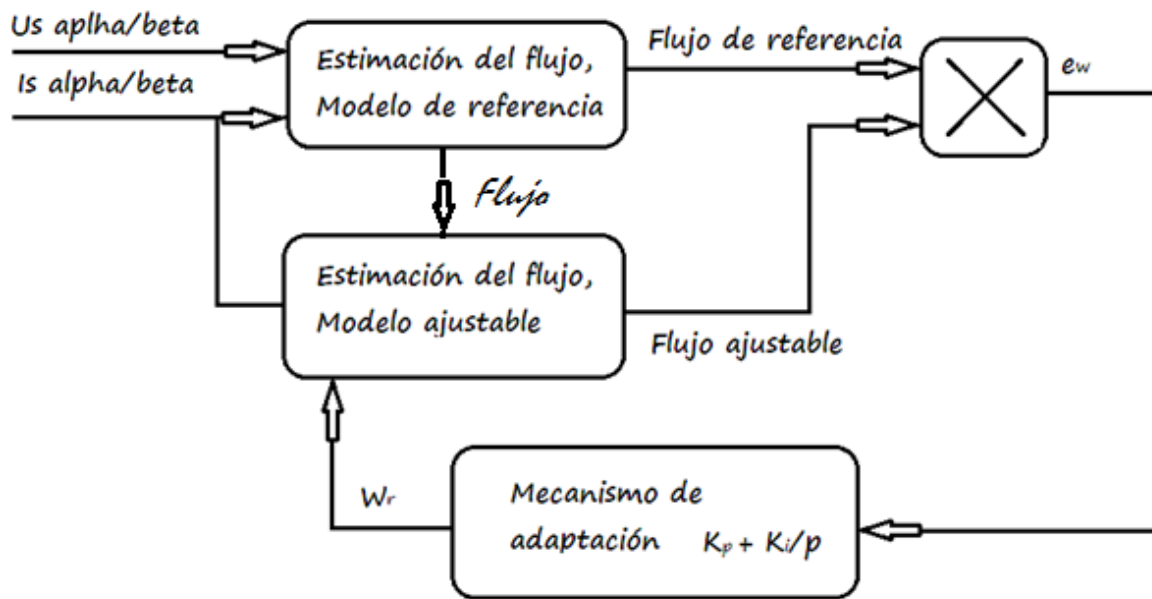


Ilustración 3-21 Esquema de un estimador MRAS

Como se puede observar en la Ilustración 3-21 se han diseñado dos modelos diferentes de estimación. No obstante, hay una sustancial diferencia entre ambos, ya que, para el modelo superior, no es necesaria la velocidad del rotor, por lo que éste puede ser considerado como el modelo de referencia. Por otro lado, el modelo inferior posee una realimentación de la velocidad, que será su forma de ajuste para acercarse al modelo de referencia. El error entre estas dos variables de estado se introduce en el control que, mediante un mecanismo de adaptación basado en las leyes de la máquina, estima la velocidad del rotor actualizada para el modelo ajustable.

Durante el diseño del mecanismo de adaptación mencionado en el párrafo anterior, es importante tener en cuenta por encima de todo la estabilidad del sistema, así como cerciorarse de que la variable estimada converge en el valor deseado con las características dinámicas del motor deseadas. Este mecanismo de adaptación ha sido fuente de estudio de diversos autores, no obstante Landau ha realizado un resumen bastante detallado de las diferentes estructuras de MRAS [40] basadas en la teoría de hiperestabilidad de Popov [21]. Cuando se diseña de acuerdo a estas normas en un MRAS, se puede garantizar que el error de las ecuaciones de estado del MRAS es estable. Este criterio hace que la respuesta del sistema además de estable sea más rápida y, mediante la manipulación de estas señales, se puede obtener la señal (ε) que será la



entrada de nuestro controlador PI (mecanismo de adaptación) que tiene como salida la velocidad del rotor estimada ($\hat{\omega}$).

Este mecanismo de adaptación se trata de un controlador proporcional integral debido al estudio que realizó Colin Schauder [37] para así poder cumplir las condiciones de hiperestabilidad siendo el regulador PI el que mejor se adapta y el utilizado en la mayoría de los estimadores propuestos por otros autores mencionados en esta memoria.

Como se ha mencionado anteriormente existen diferentes modelos desarrollados usando los MRAS, tales como los MRAS, basados en la estimación del flujo del rotor, los “back-emf” (basados en el flujo del rotor pero sin la necesidad del uso de integradores), los basados en la energía reactiva o incluso en inteligencia artificial. Este último modelo está en proceso de desarrollo hasta tal punto que se puede realizar una disertación más extensa en capítulos posteriores. Con esta pequeña introducción se va proceder a realizar una descripción básica de estas técnicas para una mayor comprensión de estas.

3.2.1 MRAS basado en la estimación del flujo del rotor

Como se ha visto anteriormente, la velocidad del rotor puede ser estimada mediante el uso de dos estimadores (uno de referencia y uno adaptativo), los cuales estiman de diferente manera las componentes del flujo del rotor para, posteriormente, utilizar la diferencia entre estas estimaciones para realizar el control de la velocidad del modelo adaptable a la velocidad actual [37]. Las ecuaciones necesarias de los flujos del rotor han sido obtenidas anteriormente, las cuales quedaban escritas como:

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right] \quad (3-24)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right] \quad (3-25)$$

Estas dos ecuaciones constituyen el modelo de referencia en el sistema estacionario (α, β) basadas en las tensiones del estátor, el cual no contiene la velocidad del rotor. Sin embargo, cuando se representa las ecuaciones de las tensiones del rotor de la M.I. en un sistema de referencia estacionario se puede observar como utilizan tanto los flujos del rotor como su velocidad. Estos pueden ser obtenidos de la ecuación (3-4)



y, sustituyendo la corriente del rotor mediante la ecuación (3-5) llegamos a las siguientes expresiones

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\psi}_{r\alpha}}{dt} &= \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} - w_r \tau_r \hat{\psi}_{r\beta}) \\ \frac{d\hat{\psi}_{r\beta}}{dt} &= \frac{1}{\tau_r} (L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} - w_r \tau_r \hat{\psi}_{r\alpha})\end{aligned}\quad (3-26)$$

donde τ_r es la constante de tiempo del rotor. Estas dos ecuaciones, las cuales contienen la velocidad del rotor, representan el modelo ajustable. Mediante estos dos modelos, ajustable y de referencia, se pueden estimar los vectores de los flujos del rotor, y además la diferencia entre los ángulos de los dos estimadores,

$$\varepsilon_w = \text{Im}(\vec{\psi}'_r \vec{\psi}_r'^*) = \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} \quad (3-27)$$

que se introduce en el mecanismo de adaptación (Controlador Proporcional Integral) para obtener la velocidad. El motivo del uso del controlador PI para la obtención de la velocidad es el intento de dar una cierta estabilidad a su realimentación, mediante el criterio de hiperestabilidad de Popov. El controlador PI ajusta la velocidad estimada del rotor para realimentarla al modelo ajustable y así lograr que ε_w sea cero, o lo que es lo mismo, que los vectores espaciales del flujo estimado en el modelo de referencia y en el ajustable sean iguales, momento en el cual se puede dar por óptima la estimación.

$$\hat{w}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) (\psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}) \quad (3-28)$$

De esta forma se obtiene la Ilustración 3-22, donde se muestra un esquema completo del estimador MRAS basado en los flujos del rotor.

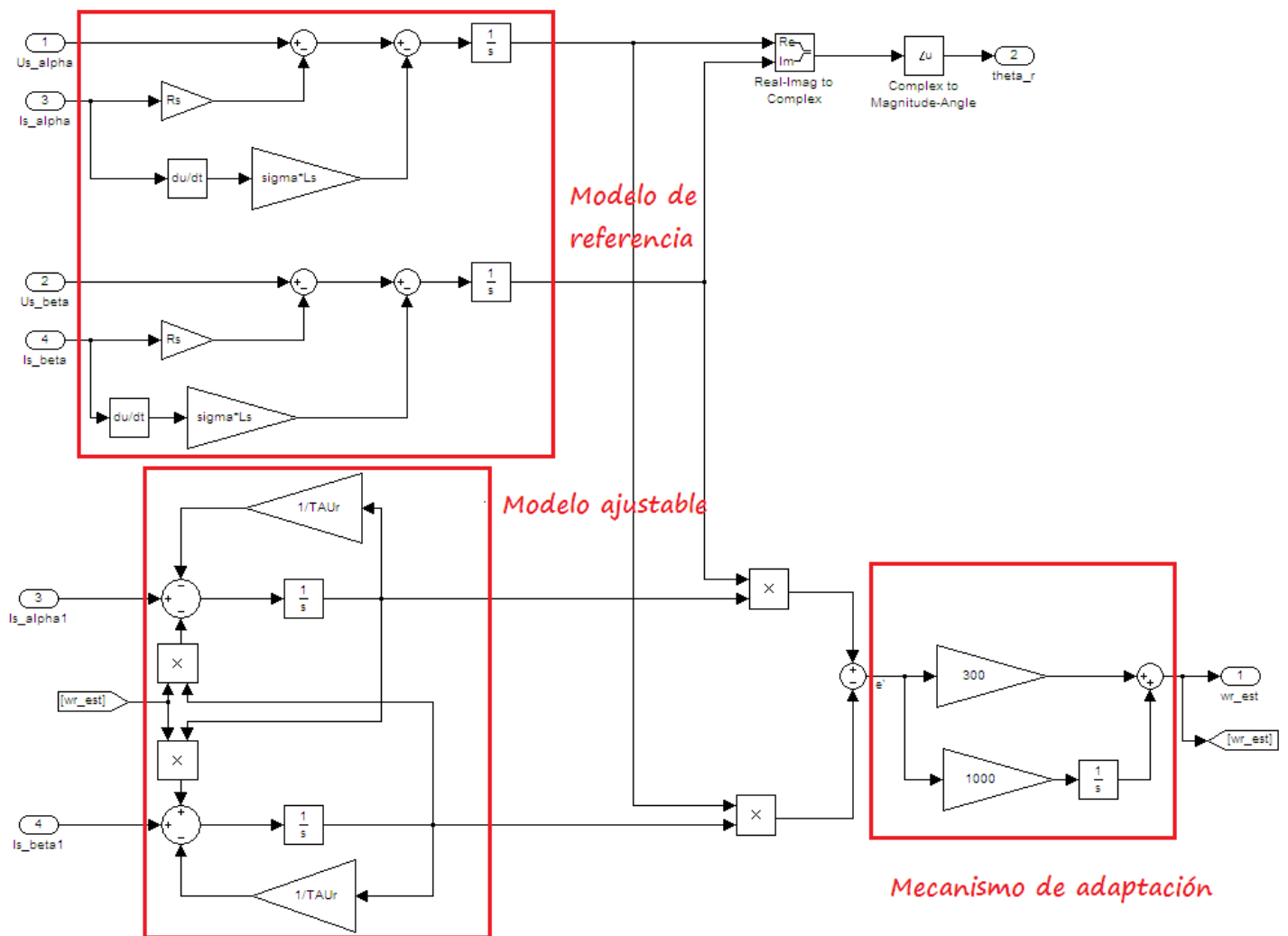


Ilustración 3-22 Esquema con diagramas de bloques de Simulink de un MRAS basado en el flujo del rotor

El uso de estos modelos de estimación permite un funcionamiento de alta precisión a bajas velocidades, con una menor dependencia de las características del M.I. que los métodos de estimación basados en los modelos matemáticos, además de presentar una estimación con menos ruido, lo cual permite obtener una dinámica mejor a los anteriormente citados. Estas mejores prestaciones y respuesta dinámica pueden observarse en la Ilustración 3-23.

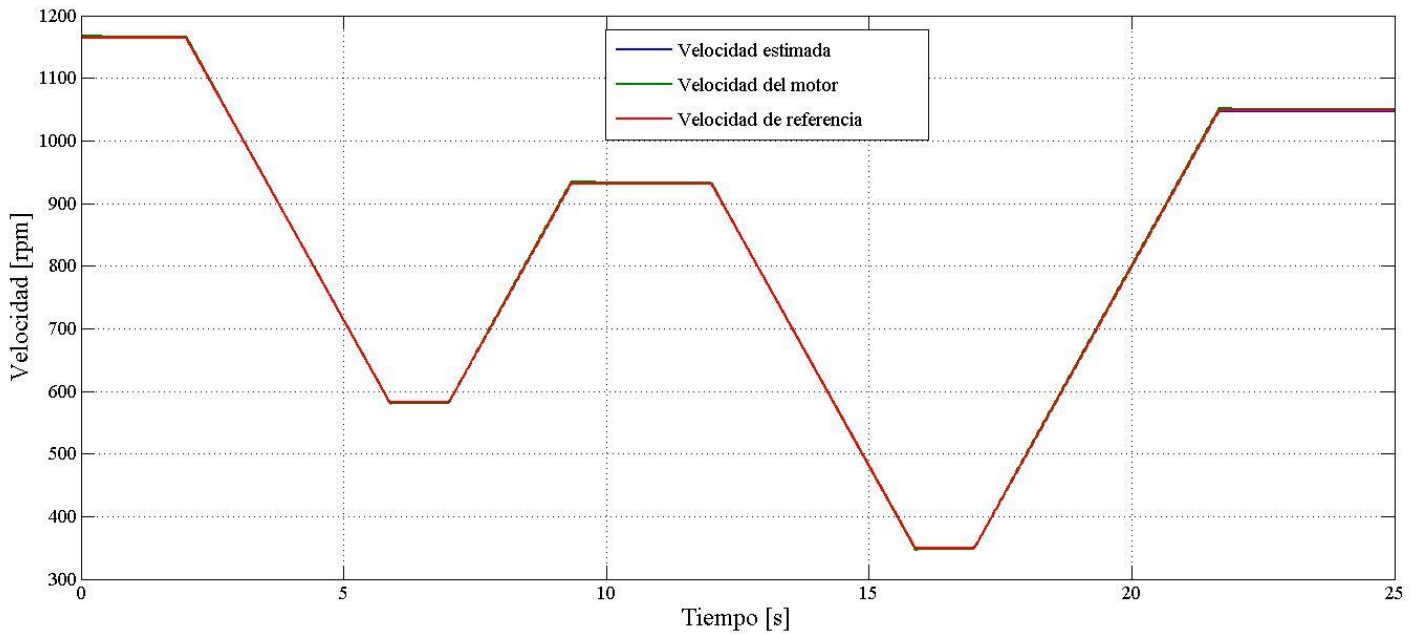


Ilustración 3-23 Simulación del estimador de velocidad MRAS basado en el flujo del rotor

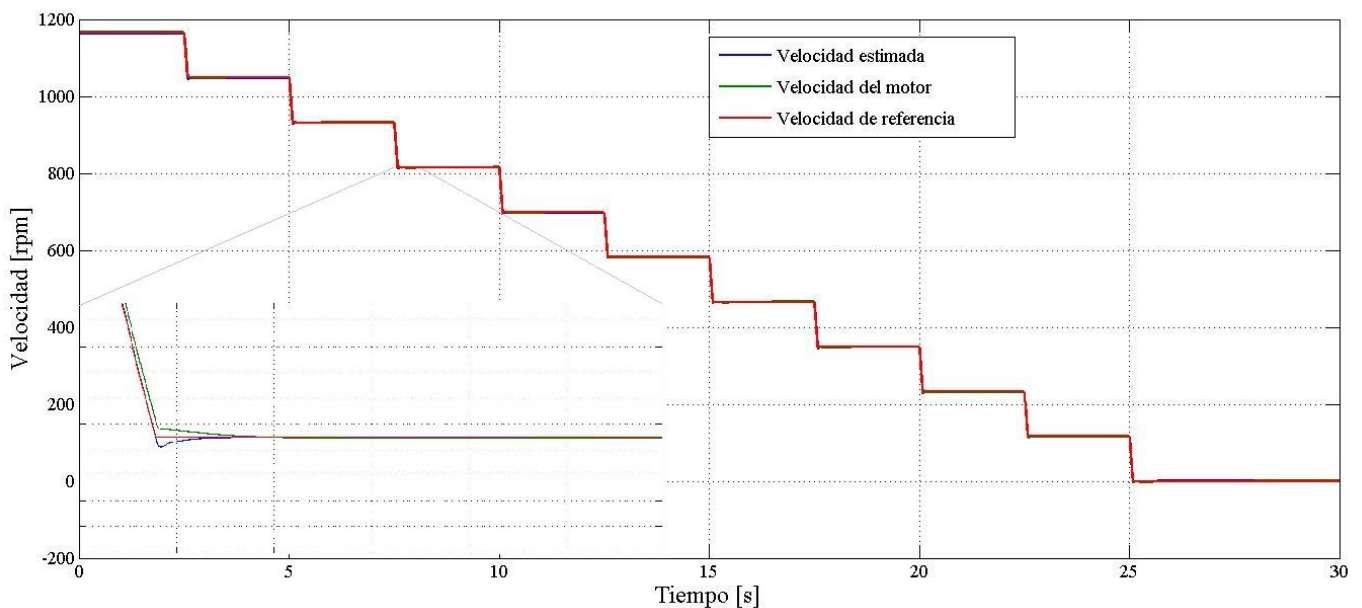


Ilustración 3-24 Oscilación de la velocidad (rotor y estimador) a diferentes velocidades del MRAS basado en el flujo del rotor

Como se realizó en simulaciones de anteriores estimadores, la prueba base de estabilidad en ingeniería de control de la estabilidad de un algoritmo es el escalón, no obstante se puede observar como la respuesta de este estimador es peor ya que éste converge en 3 segundos, además de tener un sobreimpulso del 70 %, como se puede



observar en la Ilustración 3-25, lo cual puede provocar fenómenos de fatiga en el motor debido a sus elevados momentos torsores debido a los cambios bruscos en su aceleración.

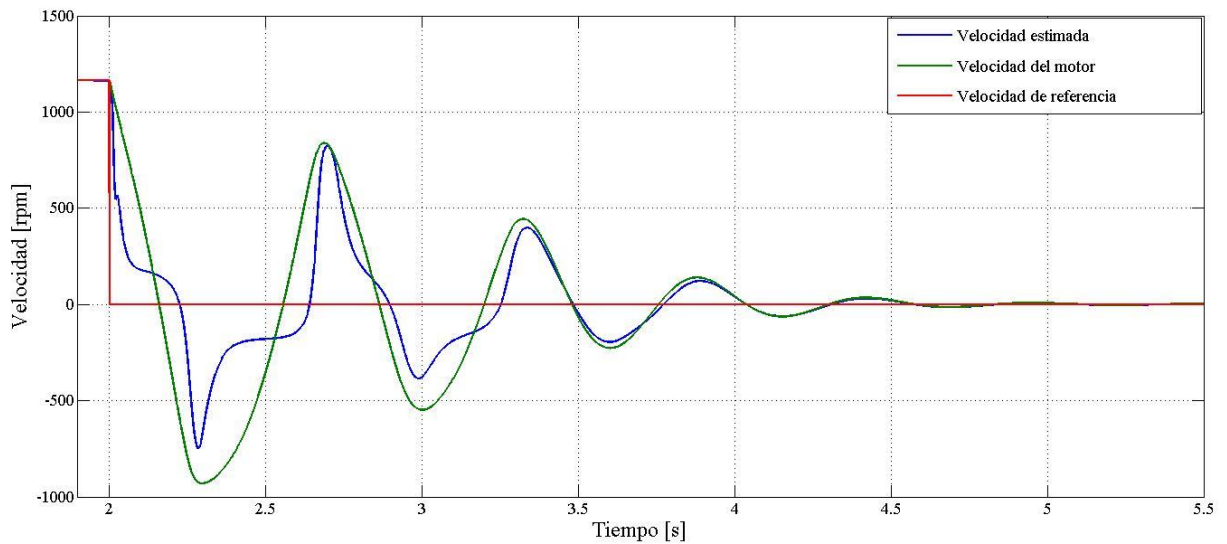


Ilustración 3-25 Simulación de un escalón de velocidad en estimador de velocidad MRAS

Por otra parte este estimador, con el ajuste de los reguladores realizado posee una peor velocidad de arranque ya que, pese a que llega a la velocidad nominal en el mismo tiempo que el estimador estudiado anteriormente, posee cierta oscilación que tarda en converger, como se observa en la Ilustración 3-26.

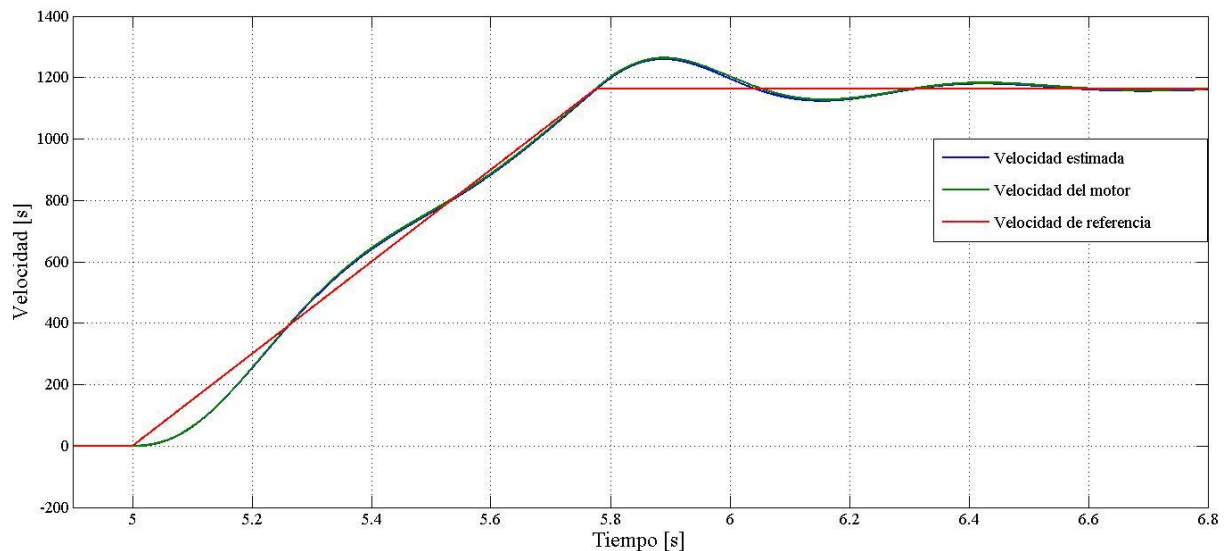


Ilustración 3-26 Simulación del arranque del motor con estimador MRAS

Como se indicó en anteriores estimaciones uno de los factores que influyen en la precisión de la señal es el par de carga por lo que, si le aplicamos el mismo escalón de



par a baja velocidad, se puede observar en la Ilustración 3-27 como el error que sufre la velocidad del motor en régimen permanente, pasa de ser un 0.4 % a un 0.1 %, reduciéndose con respecto al estimador basado en las ecuaciones de estado.

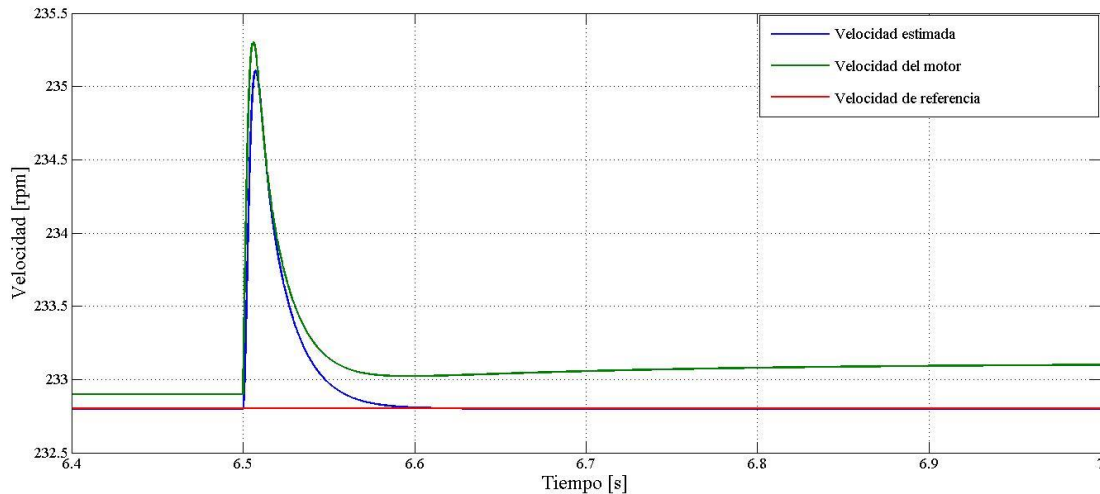


Ilustración 3-27 Simulación de un escalón de par del 40 % del nominal a una velocidad del 20 % de la nominal en el MRAS basado en el flujo del rotor

Otra prueba realizada es la del frenado del motor, como se observa en la Ilustración 3-28, donde con un par de carga permite realizar un frenado similar al del estimador basado en las ecuaciones de estado con una velocidad de convergencia elevada.

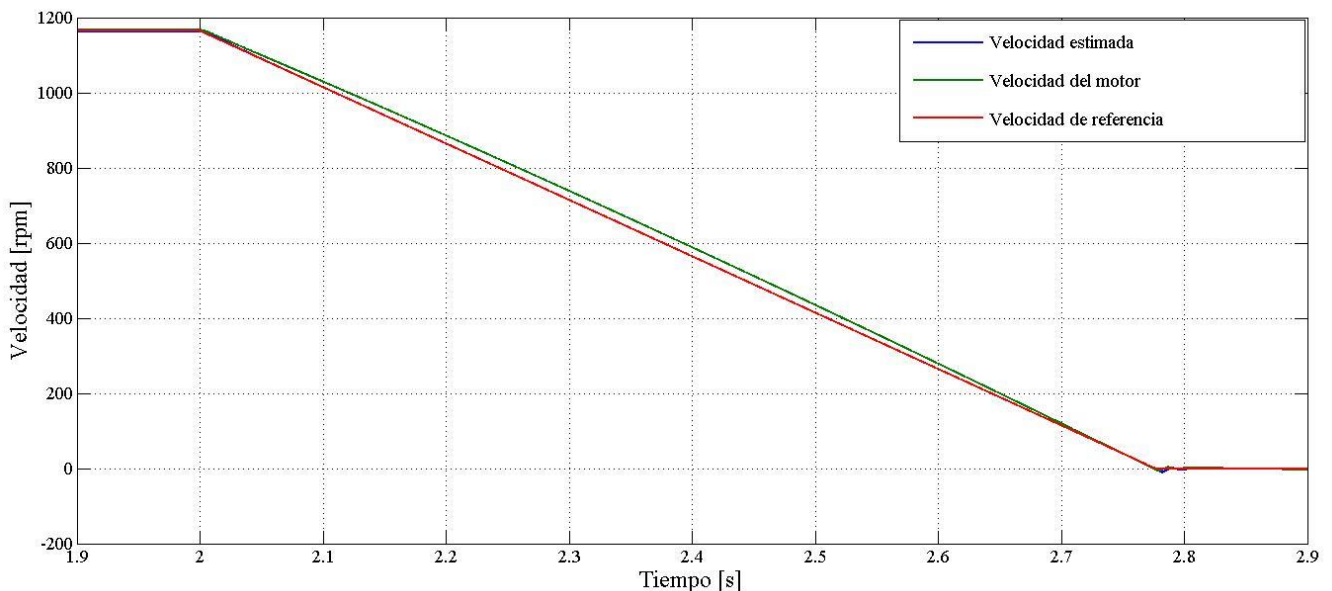


Ilustración 3-28 Simulación del frenado del motor con par de carga nominal del MRAS basado en el flujo del rotor

No obstante el estimador MRAS, debido al ajuste de los reguladores, al aplicarle un escalón de par y realizar la misma simulación de frenado no se comporta de la misma



manera que el estimador anterior, sino que necesita más tiempo para su convergencia, similar a lo ocurrido en la Ilustración 3-25.

A diferencia del estimador basado en las ecuaciones de estado analizado anteriormente, este estimador MRAS tiene una tendencia similar ante la variación del par y de la velocidad como se puede observar en la comparativa entre la Ilustración 3-18 y la Ilustración 3-29.

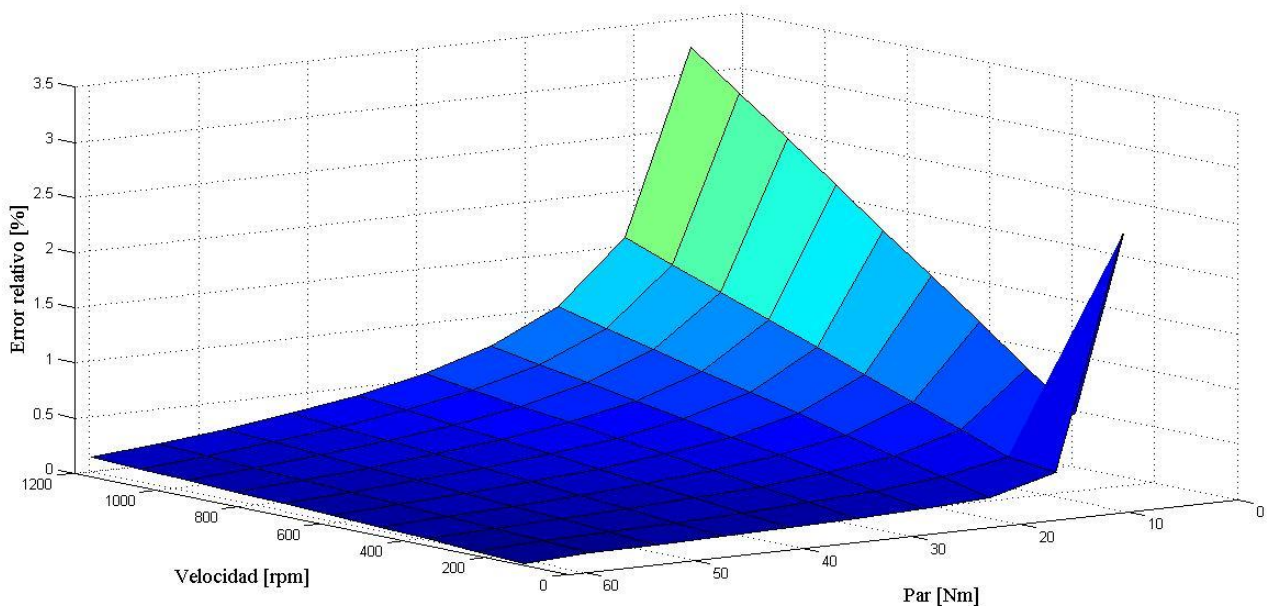


Ilustración 3-29 Grafica 3-D del error relativo con respecto al par y la velocidad del estimador basado en el MRAS

No obstante se puede observar como este estimador a baja velocidad y bajo par de carga sufre un pico hasta un valor del 2.5% en su error que muestra como es más sensible que el anterior. Se observa como el estimador funciona bien a bajas velocidades teniendo un error cercano al 0% pero, sin embargo la reducción del par de carga afecta severamente en su funcionamiento preciso.

Como se analizó en el anterior estimador basado en las ecuaciones de estado, los estimadores basados en modelos ajustables y de referencia que se están estudiando ahora también se ven afectados por la precisión en el valor de la resistencia. No obstante esta influencia no es tan alta como en los estimadores anteriores donde se veía que su rango de funcionamiento era entre un 70 % y un 115%. En esta ocasión, como se puede observar en la Ilustración 3-30, el estimador posee un intervalo de operatividad mayor siendo este entre un 10% y un 120% del valor real de la resistencia del estátor.



Sin embargo pese a este mayor espacio de trabajo es importante remarcar como los errores que se observan son considerablemente altos cuando tenemos un error negativo en el valor de la resistencia del estátor ($R_s' < R_s$) llegando este a alcanzar un 10%. Por otro lado el mayor error que se observa cuando $R_s' > R_s$ es de un 2.2%.

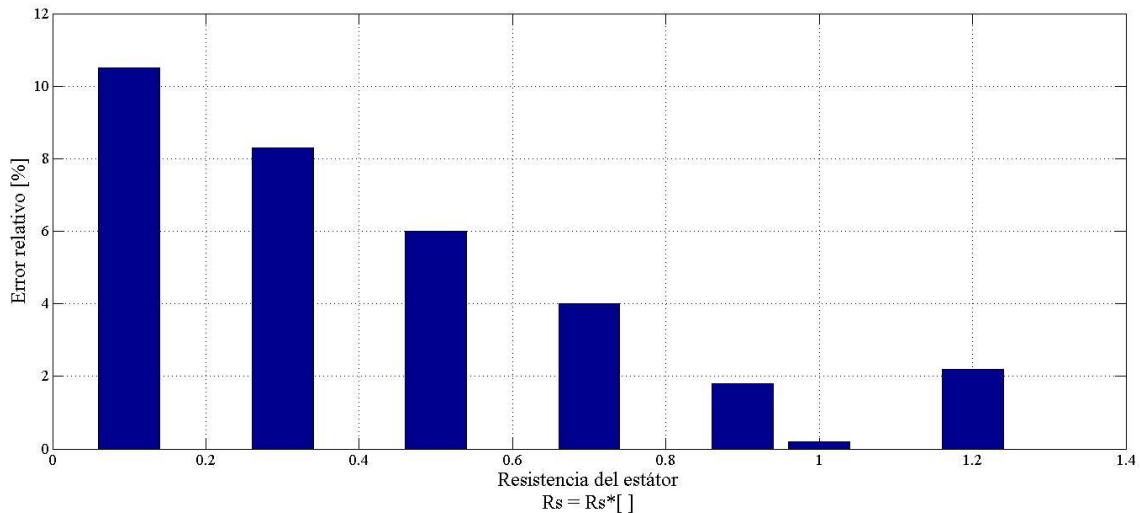


Ilustración 3-30 Comparativa del error ante valores de la resistencia del estátor del estimador MRAS

A la vista de estos resultados se puede decir que los estimadores MRAS son menos susceptibles al valor de la resistencia del estátor que los estimadores basados en las ecuaciones de estado. De todas formas la influencia que los MRAS poseen no es despreciable a la hora de una aplicación en un sistema de alto rendimiento. Además se puede observar un análisis de la sensibilidad de distintos estimadores MRAS en [41].

A la vista de los resultados en las simulaciones de escalones de par, velocidad, frenado y arranque, debemos indicar que este estimador es muy susceptible al ajuste de los reguladores. Por el momento no se ha logrado uno que permita tener el comportamiento similar al otro estimador analizado, esto se debe a que además de tener un regulador P.I. en el control vectorial, el propio MRAS posee otro, denominado mecanismo de adaptación (Ilustración 3-22), lo cual dificulta su reajuste.

3.2.2 MRAS basado en la estimación de la fuerza contra-electromotriz

Los estimadores basados en el flujo del rotor tienen una desventaja, debido al uso de los integradores puros, como se puede ver en la Ilustración 3-22 para obtener el flujo del rotor en el modelo de referencia. Esto provoca ciertos errores en las condiciones iniciales de la simulación, requiriendo con ellos una reducción del paso de integración, lo cual provoca un mayor consumo de recursos. Para evitar estos



problemas, se utilizan filtros paso alto en los dos modelos en sustitución de los integradores [25]. No obstante el uso de este filtro disminuye la velocidad de reacción del estimador y aumenta el límite inferior de velocidad que este puede estimar.

Una alternativa usada para sortear este inconveniente es, mediante el uso de la fuerza contra electromotriz e_m donde los problemas asociados con los integradores puros del modelo de referencia desaparecen ya que en esta ocasión no posee ningún integrador como salida de los modelos en sustitución de la variable utilizada anteriormente, como exponen [36] [25]. La fuerza contra electromotriz de la máquina se puede obtener mediante las expresiones del modelo de referencia,

$$e_\alpha = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \quad (3-29)$$

$$e_\beta = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \quad (3-30)$$

y del modelo ajustable

$$\hat{e}_\alpha = \frac{L'_m}{L_r} \frac{di_{m\alpha}}{dt} = \frac{L'_m}{L_r} \frac{(i_{s\alpha} - i_{m\alpha}) + \hat{w}_r i_{m\beta}}{\tau_r} \quad (3-31)$$

$$\hat{e}_\beta = \frac{L'_m}{L_r} \frac{di_{m\beta}}{dt} = \frac{L'_m}{L_r} \frac{(i_{s\beta} - i_{m\beta}) - \hat{w}_r i_{m\alpha}}{\tau_r} \quad (3-32)$$

donde i_m es la corriente magnetizante del rotor y siendo la velocidad estimada el resultado de pasar por un regulador PI el producto vectorial de estas dos estimaciones,

$$w_{est} = K_p(e_{ref} \times e_{ajus}) + K_i \int (e_{ref} \times e_{ajus}) dt \quad (3-33)$$

Como se puede ver en la Ilustración 3-31 la componente e , señal de entrada al mecanismo de adaptación, se encuentra multiplicada por $\sigma L_m / \tau_r$, lo cual se asume que es una constante debido a la no consideración de la variación de los parámetros del motor con la temperatura. Esta constante puede ser omitida del esquema ya que existe la posibilidad de introducirla dentro de la constante proporcional e integral del regulador PI.

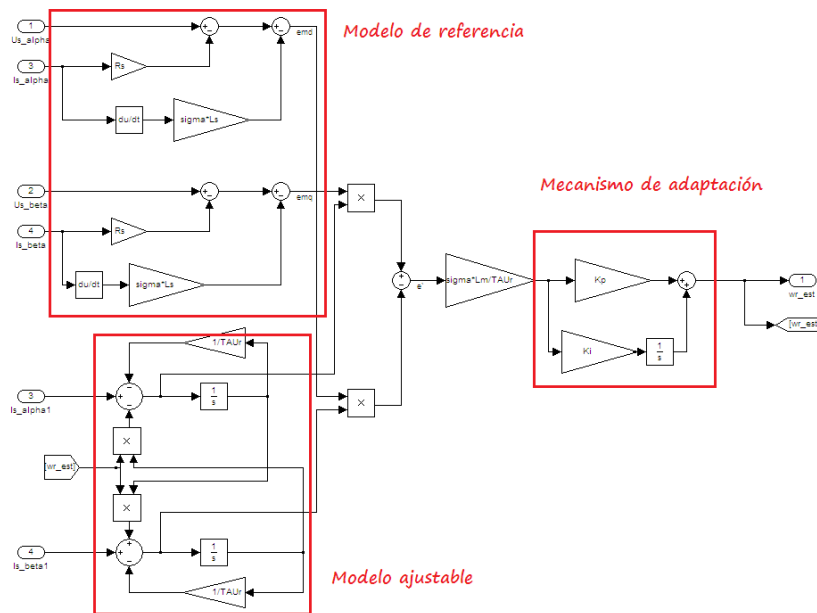


Ilustración 3-31 Esquema con diagramas de bloques de Simulink de un MRAS basado en la fuerza contra electromotriz

Al usar este tipo de estimador en la estimación de la velocidad sin sensor, se puede obtener una óptima respuesta a bajas velocidades, no obstante la variación de la resistencia del estátor con la temperatura tiene una gran repercusión en el, pudiendo producir problemas de inestabilidad.

3.2.3 MRAS basado en la estimación de la potencia reactiva

Las técnicas de estimación de la velocidad basadas en la potencia reactiva son el tercer modelo de estimación de la velocidad MRAS que se conoce en la actualidad [36]. Esta estimación es similar a las basadas en la fuerza contra-electromotriz, donde se consigue una insensibilidad a la resistencia del estátor, al contrario que en los anteriores métodos en los que se observaba que dicha precisión en su estimación poseía una gran influencia en la calidad de su estimación. De este modo mediante el uso de un estimador MRAS basado en la potencia reactiva se consiguen obtener las siguientes ventajas [42]:

- No se requiere el uso de integradores
- Adquisición de robustez frente a la variación de la resistencia del estátor

Este estimador es similar al basado en la fuerza contra electromotriz, la diferencia que utiliza para obtener su robustez es su multiplicación a las componentes en el sistema de referencia estacionario de la corriente del estator como se observa en la Ilustración 3-32.



De este modo el modelo de referencia queda definido como,

$$q_{\alpha ref} = i_{\beta s} \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = i_{\beta s} \left(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (3-34)$$

$$q_{\beta ref} = i_{\alpha s} \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = i_{\alpha s} \left(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (3-35)$$

siendo la componente de la potencia reactiva del modelo de referencia,

$$q_{ref} = q_{\beta ref} - q_{\alpha ref} \quad (3-36)$$

y el modelo ajustable como,

$$e_{\alpha ajus} = L'_m \frac{di_{m\alpha}}{dt} = L'_m \left[\frac{(i_{s\alpha} - i_{m\alpha}) - \hat{w}_r i_{m\alpha}}{\tau_r} \right] \quad (3-37)$$

$$e_{\beta ajus} = L'_m \frac{di_{m\beta}}{dt} = L'_m \left[\frac{(i_{s\beta} - i_{m\beta}) - \hat{w}_r i_{m\beta}}{\tau_r} \right] \quad (3-38)$$

siendo

$$q_{ajust} = i_{\alpha s} e_{\beta ajus} - i_{\beta s} e_{\alpha ajus} \quad (3-39)$$

Finalmente se puede obtener la velocidad estimada como,

$$\hat{w}_r = K_p (q_{ref} - q_{ajust}) + K_i \int (q_{ref} - q_{ajust}) dt \quad (3-40)$$

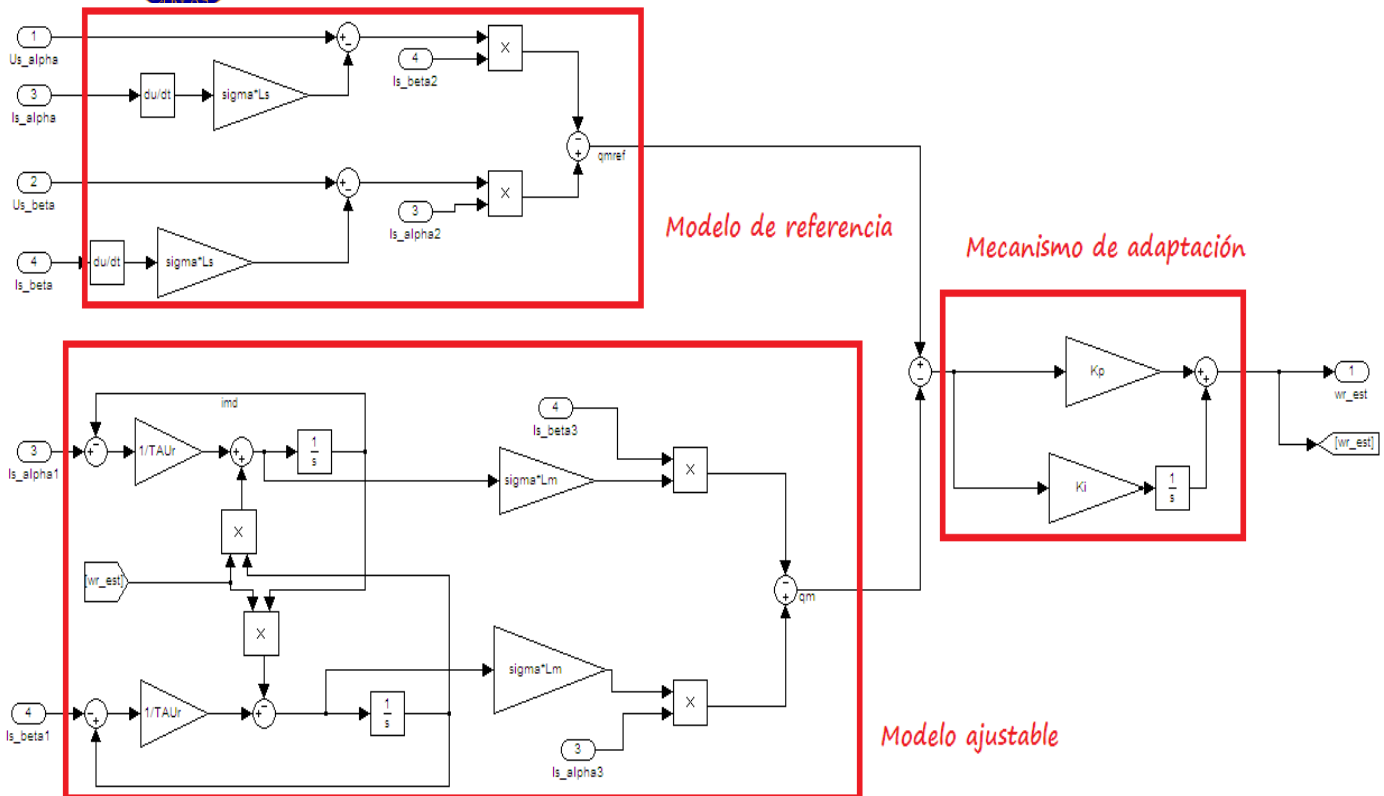


Ilustración 3-32 Diagrama en bloques de Simulink del estimador de velocidad MRAS basado en la potencia reactiva

Como se puede observar la topología de los tres tipos de estimadores de velocidad MRAS es similar, no obstante cada uno aporta una solución a los diferentes inconvenientes que se observan a la hora de su implementación en un modelo real llegando con ello a reducir la sensibilidad a la variación de la resistencia del estator, evitar el uso de integradores puros mediante el uso de filtros paso alto y finalmente, conseguir trabajar a bajas velocidades.

3.2.4 Conclusiones

Finalmente, podemos concluir que con los estimadores MRAS puede conseguirse un funcionamiento de gran precisión a velocidades muy bajas, con una dependencia reducida de las características del motor, mejorando la respuesta dinámica de los estimadores basados en las ecuaciones de estado que poseen más ruido

No obstante, como hemos podido comprobar este estimador requiere un reajuste de los parámetros de los reguladores (Proporcional-Integral) así como del mecanismo de adaptación para mejorar su capacidad de respuesta.

Además de esto, los MRAS tienen una ventaja añadida, en comparación con los estimadores que mostraremos a continuación (Kalman y Luenberguer) ya que su



implementación es de mayor facilidad reduciendo también con ello también el consumo de recursos por su parte.

De esta forma se puede concluir que estos estimadores tienen una gran aplicación, ya que juntan la reducida complejidad de los estimadores de bucle abierto pero con un comportamiento similar a los filtros de Kalman y Luenberger, que mostraremos a continuación.



3.3 Estimadores de Kalman y Luenberger

Otros tipos de estimadores que se están desarrollando actualmente en gran medida, pese a su mayor complejidad en comparación con los estimadores anteriormente explicados son los llamados filtros de Kalman y observadores de Luenberger. Un estimador puede ser clasificado como ya se ha visto, dependiendo de sus variables de estado y de su función de transferencia o, también, conforme a la forma que tienen estos de mostrar el modelo que va a ser observado. Si este modelo es determinista se puede decir que se trata de un estimador determinista, por el contrario están los estimadores estocásticos. De esta forma se analizan estos tipos de estimadores ya que por un lado los estimadores de Luenberger son de tipo determinista, frente a los filtros de Kalman, llamados comúnmente, que están basados en una representación estocástica.

Los filtros de Kalman básicos son aplicables única y exclusivamente a sistemas estocásticos lineales lo cual restringe su aplicación, no obstante se han desarrollado los llamados filtros de Kalman extendidos para su aplicación en sistemas no lineales que pueden ofrecer estimaciones de variables del sistema o incluso también de ciertos parámetros. El filtro de Kalman extendido (FKE) es un filtro recursivo (basado en el conocimiento estadístico del estado, del ruido creado por su medida, y el modelo del sistema), que puede ser aplicado en sistemas estocásticos que varían con el tiempo.

3.3.1 Estimador de Luenberger

Para el desarrollo de los estimadores de velocidad de altas prestaciones de los M.I. los estimadores tienen que estimar tanto la velocidad del rotor como la del flujo siendo estos, estimadores de bucle abierto basados en las corrientes y tensiones del motor que posteriormente serán usados para calcular la velocidad del motor y otros parámetros.

Sin embargo este tipo de estimadores poseen un cierto error que no puede ser introducido en la estimación para su corrección. Este error puede verse amplificado si realizamos una estimación de la velocidad y del flujo en estimadores diferentes ya que uno tiene influencia sobre el otro. Por estos motivos surgió el observador de Luenberger para sistemas lineales, invariantes en el tiempo y deterministas.

No obstante, como ya hemos comentado anteriormente el sistema del M.I. no es lineal por lo que para su aplicación en ellos surgió el observador de Luenberger



extendido, el cual es aplicable en sistemas no lineales, que varían con el tiempo y basados también en modelos deterministas.

El estimador de Luenberger realiza el mismo trabajo que el filtro de Kalman, ya que este puede reconstruir el estado de un sistema observable a partir de unas señales de entrada y de salida. Esto se usa cuando las variables de estado de un sistema no pueden ser medidas. Esta técnica permite realizar la estimación sin necesidad de conocer los parámetros o variables del sistema. La ecuación de este estimador puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \quad (3-41)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (3-42)$$

donde K es la matriz de ganancia del observador.

La estrategia para estimar la velocidad del rotor, la resistencia del estátor y las componentes del flujo mediante el observador de estado de Luenberger, incluye un mecanismo de adaptación (K) basado en la teoría de Lyapunov que puede observarse en la Ilustración 3-33, [43] que es similar al anteriormente explicado estimador MRAS.

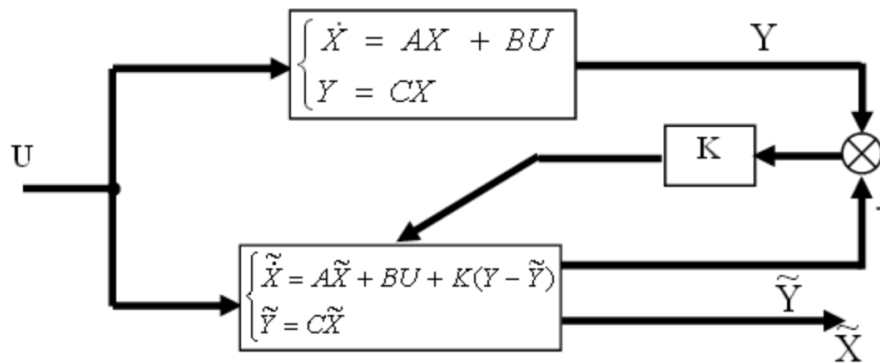


Ilustración 3-33 Esquema del observador de Luenberger

Como se puede observar en la Ilustración 3-33 el mecanismo de adaptación o ganancia (K) cuyo diseño permite un ajuste de la velocidad de respuesta y de convergencia de las estimaciones. Además el estimador de Luenberger permite una flexibilidad en la definición de las matrices para poder cumplir cualquier requerimiento en la velocidad de respuesta, convergencia, robustez del sistema contra variaciones de los parámetros etc.

Además de permitir una mayor flexibilidad de regulación, el estimador de Luenberger posee unas necesidades computacionales menores a las de los F.K.E., dotándole por tanto de una ventaja frente a estos.

El filtro de Kalman es una de las mejores técnicas estocásticas usadas para la estimación de problemas. El método estocástico tiene en cuenta ruidos, modelado de errores, imprecisiones computacionales, y errores de medida del sistema para resolver el problema de estimación. Este tipo de filtro permite obtener una solución de forma recursiva, que es válida tanto para espacios estacionarios como transitorios. Este método es muy eficiente para la resolución de problemas por el método de mínimos cuadrados.

El Filtro de Kalman es capaz de estimar las partes no medidas de la dinámica de un sistema lineal. Para problemas no lineales, como es el caso de los M.I., se suele aplicar únicamente el Filtro de Kalman Extendido (F.K.E.).

Una descripción de las diferentes partes del filtro de Kalman se puede encontrar en diferentes artículos [44] [45] [46]. Los filtros de Kalman se basan en las ecuaciones de los sistemas, las cuales son reescritas en forma de variables de estado, las cuales pueden ser expresadas en forma de matricial. Con estos principios se puede hacer una expresión general de cualquier sistema de la siguiente forma:

Ecuación del proceso:

$$\dot{x} = Ax + Bu + G(t)v_1(t) \quad (3-43)$$

Ecuación de medida:

$$y = Cx + v_2(t) \quad (3-44)$$

Además se ha de tener en cuenta el ruido del proceso y el ruido de la medida, los cuales tienen las características principales de ser independientes, blancos y con distribución gaussiana de la forma:

$$p(w) \sim N(0, Q) \quad (3-45)$$

$$p(v) \sim N(0, R) \quad (3-46)$$

Los principales parámetros que se deben seleccionar para diseñar un Filtro de Kalman son, en un primer lugar, unas estimaciones de los valores iniciales del estado y de la matriz de covarianza. La correcta definición de la matriz de covarianza es crítica para una buena estimación. Además de estos valores iniciales se deben definir las matrices de covarianzas de ruido tanto del proceso como de la propia señal. No obstante



la obtención de estas matrices no es sencilla por lo que es común realizar un ajuste aproximado de ellos. Esto es posible ya que, pese a que tienen influencia en la estimación, no tiene un peso mayoritario en ella [47] pero puede suponer ciertos errores de estimación ya que reducimos su precisión.

Sin embargo, pese al buen funcionamiento de este tipo de filtros y de su excelente precisión con una correcta definición de los diferentes parámetros, la implementación es de alta complejidad, lo que añadido al elevado número de operaciones a realizar complica la convergencia del algoritmo reduciendo la calidad de su respuesta dinámica incluso con la aplicación de algunas simplificaciones.

Una de las principales desventajas del Filtro de Kalman Extendido es que no permite el cumplimiento de posibles necesidades en sus funciones como pueden ser el ajuste de la velocidad de respuesta, o de convergencia, teniendo que realizar estos ajustes en los restantes mecanismos de control del M.I.

No obstante el Filtro de Kalman Extendido es uno de los estimadores de velocidad más usados en los mercados actuales.

Por otra parte el Filtro de Kalman Extendido posee múltiples aplicaciones ya que no es utilizado únicamente en la estimación de la velocidad, sino que éste tiene gran utilidad en el ámbito de las telecomunicaciones

3.3.3 Conclusiones

Finalmente, las principales características de este tipo de estimadores de la velocidad son:

- El F.K.E. y el observador de Luenberger poseen mayor complejidad de implementación frente a los estimadores de bucle abierto o los MRAS.
- El F.K.E. y el observador de Luenberger aumentan la precisión de estimación a bajas velocidades con respecto al resto de estimadores.
- Los filtros de Kalman se basan en modelos estocásticos frente a los observadores de Luenberger que se basan en modelos deterministas.
- Los filtros de Kalman requieren una mayor potencia computacional que cualquier otro estimador debido al mayor número de operaciones que realizan.
- El Observador de Luenberger permite mayor flexibilidad en el ajuste de la velocidad de respuesta, convergencia que el F.K.E.

3.4 Estimadores con inteligencia artificial o redes neuronales

Por definición [48], una red neuronal (NN) es una” máquina de arquitectura paralela, con unidades no lineales (“neuronas”) sencillas, las cuales están dispuestas normalmente en capas” o, dicho de otra forma, son sistemas inspirados en las redes del cerebro animal, formados por elementos que reciben unas señales (neuronas) y emiten otra señal de salida, con capacidad de aprendizaje y procesamiento de la información.

No obstante las redes neuronales tienen tanto ventajas como desventajas, por un lado éstas son rápidas, ya que están implementadas en paralelo, pero por otro lado, las redes neuronales son de difícil elección, dimensionado e interpretación, así como con un entrenamiento lento.

A diferencia de las técnicas de estimación basadas en el modelo matemático, las técnicas basadas en la inteligencia artificial (Redes Neuronales Artificiales, los sistemas “fuzzy-logic”, etc.) no requieren una expresión precisa de la máquina y el sistema de control. No obstante en los R.N.A. el algoritmo de entrenamiento es decisivo para el conocimiento de la velocidad, la estabilidad y la dinámica de funcionamiento del sistema.

Un ejemplo de un estimador de velocidad de redes neuronales se puede observar en la Ilustración 3-34, [49]:

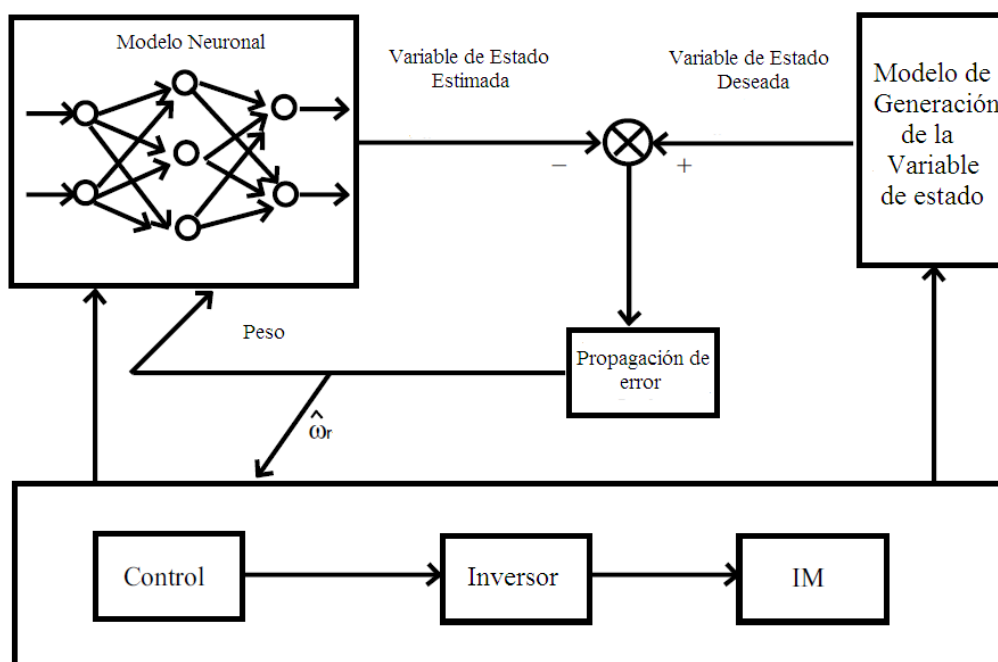


Ilustración 3-34 Esquema básico de una Red Neuronal Artificial (RNA)



Los estimadores de redes neuronales pueden asemejarse al modelo ajustable de los MRAS o directamente generar una velocidad del rotor estimada como salida. Los basados en técnicas de estimación de inteligencia artificial pueden calcular la velocidad de la estimación, sin necesidad de basarse en el modelo matemático del sistema de control. Por ello, este algoritmo puede trabajar en todo el rango de velocidades con alta precisión y estabilidad [50].

Actualmente este tipo de técnicas no son excesivamente usadas, no obstante dentro de la literatura se puede observar como numerosos autores creen que las aplicaciones de estas técnicas aumentaran en un futuro. Sin embargo este tipo de estimadores necesitan ser entrenados o, tener un conocimiento básico para poder entender el modelo o el proceso con el que se va a trabajar.

3.5 Estimadores basados en propiedades no lineales del motor de inducción

Los métodos de inyección de señales aprovechan las propiedades de las máquinas que no se ven reflejadas en los modelos fundamentales descritos en las ecuaciones de anteriores secciones. Las señales inyectadas excitan el Motor de Inducción a una frecuencia mucho más alta a la del flujo.

El resultado de estas corrientes de alta frecuencia es la generación de flujos adicionales junto con los flujos generados en el rotor y el estator pero independientes del flujo magnetizante. Los efectos de la alta frecuencia pueden ser considerados por lo tanto impuestos, pero sin afectar al comportamiento del motor. Por estos motivos las técnicas de inyección de señales que se muestran a continuación son usadas para detectar ciertas propiedades de la máquina y así poder hacer una estimación de la velocidad sin necesidad de un sensor de velocidad.

3.5.1 Estimadores basados en la saturación espacial del tercer armónico de la tensión

Normalmente los armónicos en las corrientes o en las tensiones suponen un problema que se ha de resolver ya que pueden provocar sobrecalentamientos de los conductores neutros, sobrecalentamiento y vibraciones dentro de los motores de inducción, sobrecargas de los transformadores y de los condensadores...

No obstante en la actualidad estos armónicos están siendo utilizados para otras finalidades como la obtención de la velocidad del rotor en los propios Motores de Inducción. Esta estimación de la velocidad se centra en el tercer armónico de la tensión ya que el tercer armónico de la tensión del estátor está siempre en fase con la componente fundamental de la tensión magnetizante [25].

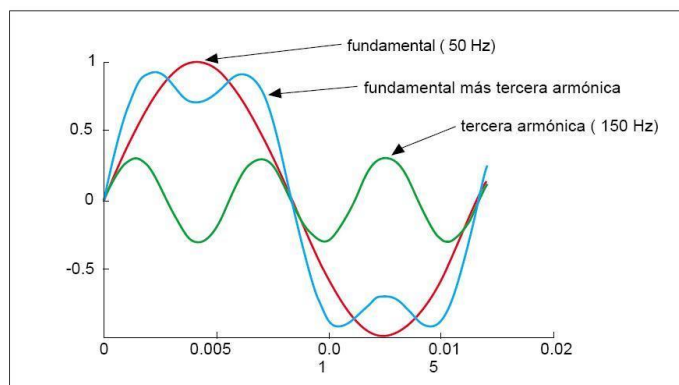


Figura 1.



Este tercer armónico se trata de una señal que va ligada a la componente fundamental y que le produce una cierta perturbación posible de analizar pero manteniendo la forma de la componente fundamental como se puede observar en la Ilustración 3-35.

Este uso del tercer armónico produce una saturación de los dientes del rotor lo cual produce una alteración de la forma sinusoidal del flujo magnetizante, aplanándola e independiente al par de carga, de esta forma si se monitorizan las corrientes, se podrá obtener el ángulo de desfase que existe entre el vector espacial de la corriente y el sistema de referencia estacionario (α , β) que permitirá el cálculo del flujo del rotor y del estator y con ello la velocidad de giro

3.5.2 Estimadores basados en la inyección de señales y efectos parásitos (saturación y geometría) “Saliency”

Este método utiliza la inyección de señales e alta frecuencia dentro del motor es el que aprovecha una anisotropía magnética causada por la saturación de las zonas de paso de flujo. Las corrientes de alta frecuencia resultantes generan unos flujos que circulan por el rotor y el estátor pero manteniendo el flujo magnetizante mutuo con su onda fundamental inalterada. Estos efectos a alta frecuencia pueden ser considerados impuestos e independientes de los fundamentos de la máquina.

De este modo la orientación espacial de esta anisotropía queda ligada con el ángulo del campo, cuya magnitud puede ser monitorizada y procesada. Una forma de producir estas anisotropías es la introducción en el diseño del rotor de variaciones periódicas de su diseño. Un ejemplo a esto es la variación de la apertura de las ranuras del devanado del rotor [51]. Lo que se consigue con estas modificaciones es crear un efecto de “saliency” en la estructura del rotor. Cuando usamos este tipo de construcciones especiales, la inductancia transitoria del estátor (σL_s) se vuelve dependiente de la posición del rotor. La detección de estas anisotropías sirve por lo tanto, para identificar el ángulo de la posición del rotor, cuya variación sirve para obtener la deseada velocidad.

No obstante, la respuesta a una señal inyectada refleja todas las anisotropías, por lo que a la hora de obtener la información necesaria de una anisotropía se ve afectada por el resto de ellas.



Las señales inyectadas deben ser periódicas, creando un campo giratorio de alta frecuencia, o una alteración del campo en una determinada dirección espacial. Dichas señales pueden definirse como portadoras, siendo periódicas con respecto al espacio o al tiempo. Las señales portadoras, normalmente son creadas por una componente añadida a la tensión del estátor, que esta modulada por la orientación instantánea de las anisotropías de la máquina, para posteriormente realizarle una demodulación y así poder obtener la información deseada.

La obtención de la información para la estimación de la velocidad mediante esta técnica puede ser realizada mediante dos métodos: las corrientes del estátor y las tensiones del estátor. [25]

Las tensiones del estátor pueden ser usadas para la obtención de la velocidad del rotor. No obstante, este método ha caído en desuso ya que en aplicaciones industriales de alto rendimiento suele ser necesario monitorizar las corrientes del estátor, por lo que si realizamos la estimación mediante el segundo de los métodos propuestos anteriormente, las corrientes del estator, permite reducir el número de sensores necesarios para operar con cierta máquina lo cual implicará que estarás reduciendo el coste de estos, así como el espacio necesario.

3.5.3 Conclusiones

Los estimadores basados en las propiedades no lineales del motor de inducción permiten, sin necesidad de ningún modelo matemático, ecuaciones ni nada similar a los estimadores vistos anteriormente, realizar un cálculo de la velocidad con reducida cantidad de operaciones mediante el aprovechamiento de ciertos defectos de construcción o la inyección de señales que produzcan una saturación de ciertas parte del motor.

No se ha podido completar el estudio de estos estimadores, quedando únicamente en un desarrollo introductorio, debido a la dificultad de poder llevar estas prácticas a cabo en un laboratorio.

No obstante, esta línea de investigación puede impulsar futuros proyectos en los que realizar un estudio exhaustivo de todas y cada una de las técnicas para poder finalizar con una comparativa entre todas ellas.



4 CONCLUSIÓN FINAL

4.1 Comparativa de los estimadores simulados

En la actual sección se va a realizar un análisis comparativo de los resultados ofrecidos anteriormente en el estudio de cada una de las técnicas.

Como se ha leído en la literatura, uno de los principales parámetros que afectan a los estimadores de velocidad de los M.I. es la resistencia del estátor [25], se ha observado como nuestros estimadores poseen diferente sensibilidad ante la variación de este valor. Se le ha realizado un ensayo en el que se mantiene la velocidad constante a velocidad nominal y se modifica el valor con el que el estimador trabaja un % del valor real de la resistencia del estátor.

	Estimador de bucle abierto 3	Estimador MRAS
Rango de variación de R_s [%]	[70-115]	[10-120]
Error relativo máximo [%]	2.75	11

Se puede observar como el estimador MRAS se muestra más insensible ante la variación de la resistencia del estátor, pudiendo llegar hasta a un 10% de su valor sin mostrar inestabilidad.

Una característica común a ambos estimadores es su escaso margen de error en el límite superior, siendo el de ambos estimadores un 20% aproximadamente.

Otras características que pueden servir para decidirse por un estimador u otro, es su velocidad de respuesta así como su calidad. Por este motivo se ha realizado una serie de pruebas en las que se variaba la velocidad mediante rampas y escalones, el par de carga, así como una combinación de estos que permiten comparar su comportamiento con un mismo modelo de M.I.

Para ello mostraremos especial atención a los tiempos de convergencia (tiempo que tarda el motor en llegar al nuevo estado de referencia desde que varía) y oscilación máxima.



	Estimador de bucle abierto 3	Estimador MRAS
Oscilación ante un escalón de velocidad [%]	17	75
Tiempo de convergencia ante un escalón de velocidad [s]	0.15	3
Tiempo de convergencia ante un frenado en rampa con $T_L = T_e * 0.5$ [s]	1.2	4
Tiempo de convergencia ante arranque del motor [s]	0.9	1.6

A la vista de los resultados podemos ver como el estimador MRAS sufre una gran oscilación, lo cual puede producir efectos de fatiga debido a los elevados momentos torsores que va a sufrir. Por este motivo, este estimador debería ser destinado a aplicaciones en las cuales no hubiese elevados cambios en la velocidad para evitar un desgaste innecesario del eje y con ello, su rotura.

Por otra parte, el estimador de bucle abierto posee un menor tiempo de convergencia en todas las pruebas realizadas siendo este incluso 20 veces menor, como es el caso del escalón de velocidad.

Como conclusión, y a la vista de los actuales resultados queda claro que se ha logrado una mejor respuesta en el estimador de bucle abierto basado en las ecuaciones de estado que en el estimador MRAS.

No obstante el estimador MRAS puede obtener mejores respuestas mediante un reajuste tanto del control vectorial como del mecanismo de adaptación, pudiendo entonces mejorar los resultados de otras técnicas de estimación.



4.2 Análisis económico

Esta sección trata de realizar un presupuesto del coste de este Trabajo Fin de Grado y de su implementación, incluyendo en el las herramientas utilizadas y las horas personales utilizadas en la realización de la presente memoria.

El constante desarrollo de la tecnología en lo referido al control de M.I. así como el aumento de su demanda, atrae la posibilidad de mejorar la respuesta y eficiencia de los sistemas de bajo coste.

Por estos motivos se han realizado estudios que permiten sustituir el motor de corriente continua logrando con ello una reducción de la inversión y sobre todo de su mantenimiento. Este mantenimiento venía muchas veces en gran medida provocado por el deterioro de los encoders que estaban funcionando en ambientes corrosivos. Por estos motivos y pese a que el precio del propio no es muy elevado se ha promovido la sustitución de los encoders por un algoritmo de estimación que le permita trabajar en cualquier ambiente con altas prestaciones.

Modelo	Fabricante	Nº Ref.	Precio
Codificador Óptico Boruns	Bourns	ENS1J-B28- L00256L	66.00 €
HEDS- 5120#A06	Avago Technologies	HEDS- 5120#A06	25.16 €

Los datos actuales han sido obtenidos de: <http://es.rs-online.com/web/>

Además de esto la aplicación tanto del control vectorial como del estimador de velocidad permite el ahorro de energía debido a una mejora en su aprovechamiento reduciendo por tanto su impacto ambiental ya que estos poseen más del 60% del consumo eléctrico.

Para realizar los cálculos necesarios se han tenido en cuenta los siguientes factores:

- Un ingeniero junior tiene un coste salarial de 15 €/hora.
- Un ingeniero senior tiene un coste salarial de 100 €/hora.



Una vez ofrecidos estos datos pasamos a realizar el presupuesto del desarrollo de este proyecto:

Concepto	Cantidad	Precio	Coste
Horas de Ingeniero	600 h	15 €	9000 €
Consultas al director del proyecto	30 h	100	3000 €
Licencia Matlab/Simulink	1	3000 €	3000 €
TOTAL			15000 €

El precio de la licencia de Simulink ha sido obtenido de:

http://www.mathworks.es/pricing-licensing/?prodcode=SL&s_iid=main_pl_SL_tb



4.3 Líneas futuras de trabajo

Como futuras líneas de investigación para continuar con el actual trabajo se propone en primer lugar, realizar una implantación real de los diferentes estimadores para poder realizar un análisis práctico de estos y poder ofrecer datos experimentales con los que apoyar firmemente el desarrollo de estas técnicas. Además esto permitiría poder abrir una nueva línea de investigación con los estimadores basados en las propiedades no lineales que requieren una modificación del diseño constructivo real del motor para su aplicación y así poder completar el estudio

En segundo lugar, una técnica que se utiliza actualmente en las técnicas de control es la modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation), la cual se usa para controlar la frecuencia eléctrica de la componente trifásica de la tensión administrada al motor. En el actual trabajo se ha descartado su desarrollo debido a que esta técnica incluye un ruido que distorsionaría los resultados de análisis de los propios estimadores.

En tercer lugar, se han desarrollado de manera introductoria algunas técnicas de estimación como los filtros de Kalman o los estimadores de Luenberger. Estos estimadores según la literatura, ofrecen una mejora en la precisión y en la respuesta que los estudiados en el actual trabajo, aunque con un aumento del número de operaciones y con ello del coste computacional. Esta línea de investigación puede ser interesante de cara a una implantación en motores de alto rendimiento donde se requiere gran precisión.

Finalmente, sería interesante realizar un estudio económico más exhaustivo de los beneficios de utilizar estas técnicas de estimación con el fin de cuantificar la disminución en el impacto ambiental y en el consumo de energía.



BIBLIOGRAFÍA

- [1] P. Vas, Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines, Clarendon Press, 1993.
- [2] G. Mosca y P. Allen Tipler, Física para la ciencia y la tecnología 5ª Edición, Reverte, 2005.
- [3] J. Garrigós, «Motores asíncronos de inducción,» 2011.
- [4] J. Fraile Mora, Máquinas Eléctricas, Mc Graw Hill, 2003.
- [5] W. Rippel, «teslamotors.com,» 9 January 2007. [En línea]. Available: <http://www.teslamotors.com/blog/induction-versus-dc-brushless-motors>.
- [6] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Springer, 2001.
- [7] A. Alzate Gomes, A. Escobar Mejía y C. Andrés Torres, «Control vectorial de la máquina de inducción,» *Scientia et Technica*, vol. 43, 2009.
- [8] J. A. González Castellanos, M. Azevedo da Silveira y E. Pacheco, «Control vectorial del motor de inducción para el control de velocidad del rotor por cambio de frecuencia,» *Ciencia e Ingeniería*, vol. 22, nº 3, 2001.
- [9] J. Dheeraj y G. Meghna, «Comparison of Vector Control Techniques for Induction Motor Drive,» *Indian Journal of Electrical and Biomedical Engeneering*, vol. 1, nº 1, pp. 17-27, 2013.
- [10] P. Vas, Vector control of a.c. machines, Oxford University Press.
- [11] I. M. A. N. Idris, «A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficienct variable frequency drives od induction motors,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 111-121, 2013.
- [12] I. Takahashi y T. Noguchi, «A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor.,» de *Transactions on Industry Aplications*, 1986.
- [13] N. Idris y A. Yatim, «Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple,» de *Transactions on Industrial Electronics*, 2004.
- [14] ABB, «Direct Torque Control - The world's most advanced AC drive technology,» *Technical guide*, nº 1.
- [15] J. Muñoz Álvarez, «Comparación, por medio de la simulación, del control vectorial y el control directo del par en motores de inducción trifásicos,» *energética*, vol. XXV, nº 1/2004, pp. 3-12, 2004.
- [16] C. Saravanan, J. Sathiswar y S. Raja, «Perfomance of three phase induction motor using modified stator winding,» *International Journal of Computer Applications*, pp. 1-4, 2012.
- [17] A. Chakraborty, «Advancements in power electronics and drives in interface with growing renewable energy resources,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2011.
- [18] R. Saidur, S. Mekhilef, M. Ali, A. Safari y H. Mohammed, «Applications of variable speed drive (VSD) in electrical motors energy savings,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pp. 543-550, 2012.



- [19] C. Reza, M. Didarul Isalm y S. Mekhilef, «A review of reliable and energy efficient direct torque controlled induction motor drives,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 37, pp. 919-932, 2014.
- [20] R. Tanner, B. Zwicky y R. Haemmerli, «A rotor speed detector for induction machines utilising rotor slot harmonis and active three-phase injection,» *EPE*, 1987.
- [21] Y. Landau, A survey of model reference adaptive techniques - Theory and applications, 1974, pp. 353-379.
- [22] L. Bettini, G. Ferraris, F. Griva, C. Promufo y A. Ilas, «Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives,» *IECON*, 1994.
- [23] M. Ben-Brahim, M. Al-Hamadi y L. Elloumi, «Survey of speed sensorless controls of im drives,» *IECON*, vol. 2, 1998.
- [24] F. Fokuo y T. Peng, «Robust speed identification of Industrial Applications,» *IEEE Transactions of Industrial Applications*, vol. 30, 1994.
- [25] P. Vas, Sensorless vector and direct torque control, Oxford University Press, 1998.
- [26] D. Z. Y. W. X. W. y Z. C. , «Velocity-testing of High-speed Motion Object in Special environment Based on Electromagnetic Sensor,» de *International Conference on Mechatronic Science*, Jilin, China, 2011.
- [27] K. Z. y X. Y. , «Speed estimation of induction motor using modified voltage model flux estimation,» de *Power Electronics and Motion Control Conference IEEE*, Wuhan, 2009.
- [28] P. García, F. Briz, M. Degner y D. Diaz-Reigosa, «Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal-injection-based sensorless control methods.,» de *Transactions on Industry Applications*, 2007.
- [29] M. J. Durán, J. L. Durán, F. Pérez y J. Fernandez, «Induction motor sensorless vector control with online parameter estimation and overcurrent protection,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, nº 1, 2006.
- [30] J. Holtz, «Methods for speed sensorless control of AC drives,» *IEEE PCC-Yokohama*, pp. 415-420, 1993.
- [31] R. Joetten y G. Maeder, «Control methods for good dynamic perfomance induction motor drives based on current and voltages as measured quantities,» de *Transactions on Industry Applications IEEE*, 1983.
- [32] M. Kamier Kowski y H. Koepcke, «A simple control system for current source inverter-fed induction motor drives,» de *Transactions on Industry Applications IEEE*, 1985.
- [33] K. Z. y X. Y. , «Speed estimation of induction motor using modified voltage model flux estimation,» de *Power Electronics and Motion Control Conference IEEE*, Wuhan, 2009.
- [34] J. Holtz, «Speed estimation and sensorless control of ac drives,» *International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, vol. 2, 1993.
- [35] K. Kawamura, K. Matsuse y A. Rajashekara, Sensorless control of AC Motor Drives, IEEE, 1996.
- [36] F. Peng, T. Fukao y J. Lai, «Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors,» de *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994.
- [37] C. Schauder, «Adaptive speed identification for vector control of induction motor without



- rotational transducers,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992.
- [38] A. I. Haitham Abu-Rub, *High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models*, Wiley, 2012.
- [39] J. Holtz, *Sensorless Control of Induction Motor Drives*, IEEE, Ed., Fellow, 2002.
- [40] Y. Landau, *Adaptive Control-The Model Reference Approach*, Marcel Dekker, 1979.
- [41] M. Dybkowski y T. Orłowska-Kowalska, «Self-tuning Adaptive sensorless induction motor drive with the estimator current-based MRAS speed estimator,» *St-Petersburg*, 2009.
- [42] T. Cao-Minh, U. Toshiyuki y H. Yoichi, «MRAS-based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power,» de *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2001.
- [43] D. Cherifi, Y. Miloud y A. Tahri, 2012. [En línea]. Available: www.IJCSI.org.
- [44] J. González, «Estimación de la velocidad del motor de inducción utilizando filtro extendido de kalman,» [En línea]. Available: <http://www.saber.ula.ve>. [Último acceso: 2014].
- [45] J. L. Mora, A. Torralba y L. Franquelo, «An adaptive speed estimator for induction motors based on a kalman filter with low sample time».
- [46] J. Álvarez Gonzalez, M. Azevedo da Silveira y E. J. Pacheco, «Comparación de la Red Neuronal y del Filtro de Kalman en la Estimación de Velocidad del Motor de Inducción,» *Comité Técnico del I CIBELEC*, Universidad de Los Andes, 2004.
- [47] Universidad Carlos III de Madrid, «Doctorado en Tecnologías de las Comunicaciones-Procesado Digital de Señales en Comunicaciones,» 2003/04.
- [48] A. R. Figueiras Vidal, J. Cid Sueiro y Á. Navia Vázquez, «Tratamiento Digital de Señales Ingeniería de Telecomunicación».
- [49] K. Kawaura, K. Matsuse y A. Rajashekara, «Sensorless control of AC Motor drives,» *IEEE press book*, 1996.
- [50] J. Park, G. Yoo, S. Park y T. Kim, «Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation,» *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 48, nº 3, 2001.
- [51] M. Lorenz y R. Degner, «Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines,» *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, nº 5, 1998.
- [52] M. A. R. Pozueta, «Sitio Web de la Universidad de Cantabria (España),» 2008. [En línea]. Available: <http://personales.unican.es/rodrigma/PDFs/asincronas%20caminos.pdf>.
- [53] F. J. F. O. K. R. E.-M. G. Giaouris D, «Wavelet denoising for electric drives,» de *Transactions on Industrial Electronics*, 2008.
- [54] D. G. y J. F. S.M. Gadoue, *A New Fuzzy Logic Based Adaptation Mechanism for MRAS Sensorless Vector Control Induction Motor Drives*.
- [55] M. S. Zaky, «Stability Analysis of Simultaneous Estimation of Speed and Stator Resistance for Sensorless Induction Motor Drives,» de *MEPCON'10*, Cairo, 2010.
- [56] K. J. Y. K. a. M. B. Mabruok Jouili, «A luenberger State Observer for Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive,» de *IJCSI*, 2011.
- [57] G. A. A. F. K. Bradley, «Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot harmonics and fast fourier transforms,» *IEEE PES*, 1992.



- [58] P. L. J. a. R. D. Lorenz, «Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines,» *IEEE Industry Application Soc. Annuual Mtg. Transactions on Industrial Electronics*, 1995.
- [59] P. J. R. Lorenz, «Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines,» *IEEE Industry Applications Society Anual Meeting*, 1994.
- [60] J. Sanz Feito, *Apuntes de la asignatura: "Máquinas Eléctricas Rotativas"*, Leganés: Universidad Carlos III de Madrid, 2013.



ANEXO I

```
clc
close all
clear all

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Parámetros del circuito%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%

Vdc = 575;           %Tension del bus de continua
Vs = 220;            %V(RMS) (estatorLL)
V = Vs/(sqrt(3));
Vr = 0;              %Tensión del rotor

f = 60;              %Frecuencia [Hz]
p = 6;               %Numero de polos

W_0 = 1164;          %Velocidad régimen permanente [rpm]
W_0_rad = W_0*2*pi/60*(p/2); %[radianes/segundo]

J = 0.4;             %Constante mecánica de inercia [Kg·m^2]

Rs = 0.294;          %Resistencia del estator [Ohmios]
Rr = 0.156;          %Resistencia del rotor [Ohmios]

Ls = 42.39e-3;        %Inductancia del estator [Henrios]
Lr = 41.74e-3;        %Inductancia del rotor [Henrios]
Lm = 41e-3;           %Inductancia mutua [Henrios]
sigma = (1-Lm^2/(Ls*Lr));
sigma_r = (Lr/Lm)-1;
sigma_s = Ls/Lm-1;
Ls1 = sigma*Ls;       %Indutancia transitoria del estator
W_1 = 1200;           %Velocidad de sincronismo
W_1_rad = W_1*2*pi/60;

TAUr = Lr/Rr;         %Constante de tiempo del rotor
TAUs = Ls/Rs;         %Constante de tiempo del estator

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Parámetros relacionados%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%

Xs = 2*pi*f*Ls;       %Reactancia del estator
Xr = 2*pi*f*Lr;       %Reactancia del rotor
Xm = 2*pi*f*Lm;       %Reactancia mutua
```




```
s = (W_1-W_0)/W_1; %Deslizamiento

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Resolución del circuito%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
A = [(Rs+j*Xs) (j*Xm); (j*Xm) ((Rr/s)+j*Xr)];
b = [V;Vr];
x = A\b; %x = [Is;Ir]

Is = x(1); %Corriente en el estator
Ir = x(2); %Corriente en el rotor

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Transformaciones de sistemas de referencia%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%
%

%Vectores espaciales en ejes del estator alfa-beta

Vector_i_estator = (3/2)*(sqrt(2))*Is;
Vector_i_rotor = (3/2)*(sqrt(2))*Ir;
Vector_Y_rotor = Lm*Vector_i_estator+Lr*Vector_i_rotor;
Vector_Y_estator = Lm*Vector_i_rotor+Ls*Vector_i_estator;
Vector_i_mR = Vector_Y_rotor/Lm;

Phira_ref = real(Vector_Y_rotor);
Phirb_ref = imag(Vector_Y_rotor);

Phisa_ref = real(Vector_Y_estator);
Phisb_ref = imag(Vector_Y_estator);

%Posición del flujo del rotor y del estator

theta = angle(Vector_Y_rotor);
theta_s = angle(Vector_Y_estator);

%Transformación ángulos dq

Vector_i_estator_dq = Vector_i_estator*exp(-j*theta);
Vector_i_rotor_dq = Vector_i_rotor*exp(-j*theta);
Vector_Y_rotor_dq = Vector_Y_rotor*exp(-j*theta);
Vector_i_mR_dq = Vector_i_mR*exp(-j*theta);

%Valores de referencia dq

Isd_ref = real(Vector_i_estator_dq);
Isq_ref = imag(Vector_i_estator_dq);

Phid_ref = real(Vector_Y_rotor_dq);
Phiq_ref = imag(Vector_Y_rotor_dq);

ImR_ref = real(Vector_i_mR_dq);
ImRq_ref = imag(Vector_i_mR_dq);
```



```
Te_ref = (2/3)*(p/2)*(Lm/(1+sigma_r))*Isq_ref*ImR_ref;

%Valores de referencia alfa-beta

Isa_ref = real(Vector_i_estator);
Isb_ref = imag(Vector_i_estator);

Phia_ref = real(Vector_Y_rotor);
Phib_ref = imag(Vector_Y_rotor);

ImRa_ref = real(Vector_i_mR);
ImRb_ref = imag(Vector_i_mR);

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Control en fuente de tensión%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%

Vector_Y_estator = Ls*Vector_i_estator+Lm*Vector_i_rotor;
Vector_Y_estator_dq = Vector_Y_estator*exp(-i*theta);

WmR_ref = 2*pi*60;

Ed_ref = -sigma*TAUs*WmR_ref*Isq_ref;
Eq_ref = (1-sigma)*TAUs*WmR_ref*ImR_ref+sigma*TAUs*WmR_ref*Isd_ref;

Usd_ref = (Isd_ref+Ed_ref)*Rs;
Usq_ref = (Isq_ref+Eq_ref)*Rs;
Us_dq = Usd_ref+j*Usq_ref;

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Reguladores del Control Vectorial%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%

TAUconv = 1e-3; %[seg]
Kpar = (2/3)*(p/2)*(Lm^2/Lr);

%Regulador de corriente (método de cancelación de polos)
X_C = 5;

TAU_lc_C = X_C*TAUconv;
TiC = TAU_lc_C/Rs;
TnC = sigma*TAUs;
Ki_C = 1/TiC;
Kp_C = TnC*Ki_C;

%Regulador de flujo (método de cancelación de polos)
X_F = 5;
TAU_lc_F = X_F*TAU_lc_C;
TnF = TAUr;
TiF = TAU_lc_F;
```



```
Ki_F = 1/TiF;
Kp_F = TnF*Ki_F;

%Regulador de par (método de cancelación de polos)
X_P = 1/5;
TAU_lc_P = X_P*TAU_lc_F;
TnP = TAU_lc_P;
TiP = Kpar*TAU_lc_P;
Ki_P = 1/TiP;
Kp_P = TnP*Ki_P;

%Regulador de velocidad (método del óptimo simétrico)
TAUpar = TiP/Kpar;
TnV = 4*TAUpar;
TiV = (8*TAUpar^2)/J;
Ki_V = 1/TiV;
Kp_V = TnV*Ki_V;

%
%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Debililitamiento de campo%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%
omega = [-2400*pi/30:-1200*pi/30 -W_0*pi/30 0 W_0*pi/30
1200*pi/30:2400*pi/30];
omegadeb = (1200*pi/30:2400*pi/30);
omegadeb_1 = (-2400*pi/30:-1200*pi/30);

Pmax = Te_ref*W_0*pi/30;

Isqmax = Isq_ref;
Imrdeb = Pmax./(Kpar.*Isqmax.*omegadeb);
Imrdeb_1 = Pmax./(Kpar.*Isqmax.*omegadeb_1);

Flujo = [ImR_ref ImR_ref Imrdeb];

%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Diagrama fasorial%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

figure
plot([0,real(Vector_i_estator)], [0,imag(Vector_i_estator)], 'b');
hold on
plot([0,real(Vector_i_rotor)], [0,imag(Vector_i_rotor)], 'r');
plot([0,real(Vector_Y_rotor)], [0,imag(Vector_Y_rotor)], 'g');
plot([0,real(Vector_i_mR)], [0,imag(Vector_i_mR)], 'k');
legend('Iestator', 'Irotor', 'Yrotor', 'ImR');
grid on
```